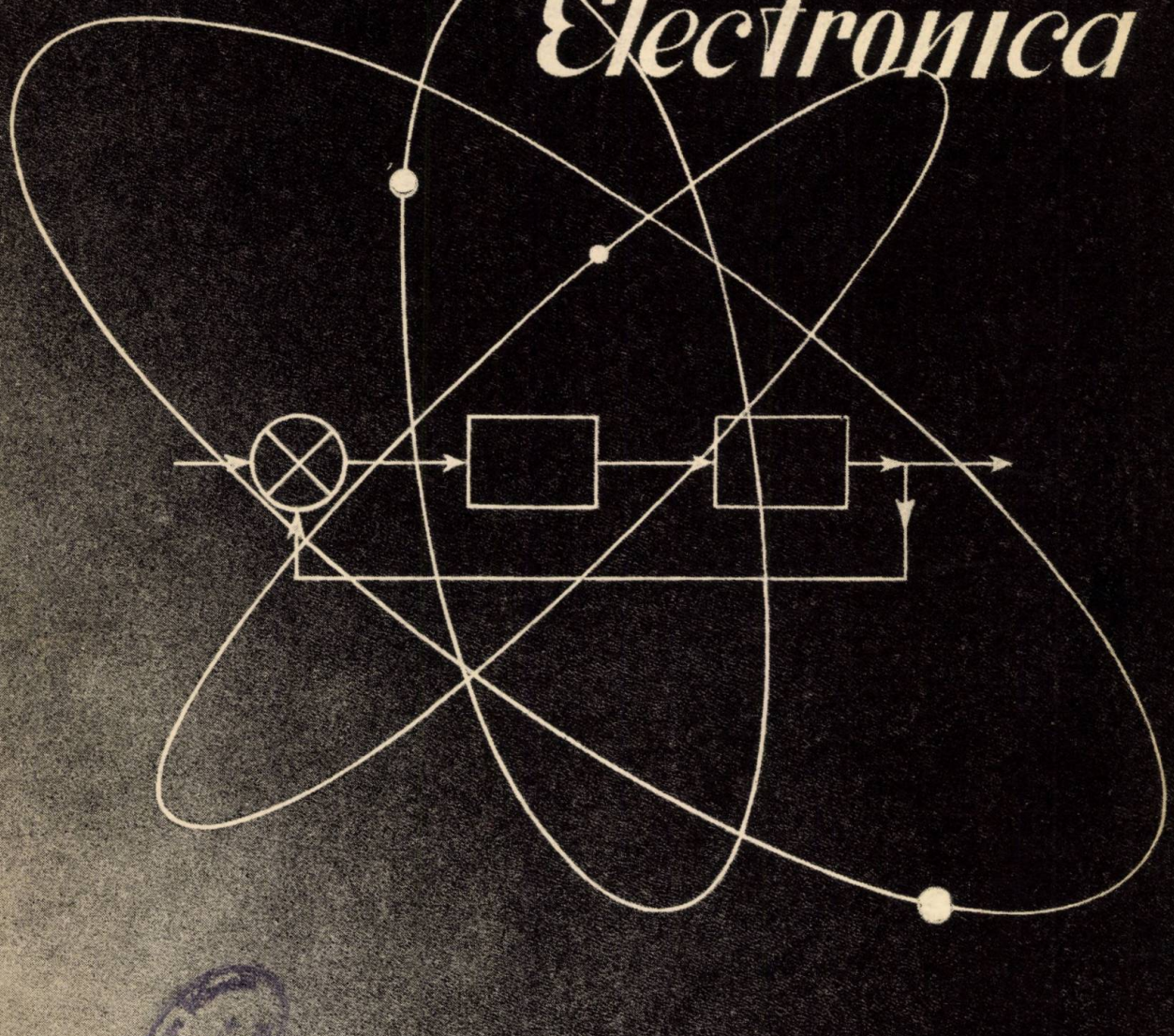
Automatica și Electronica



Institut ... CERE ... WIMPANA ... CHEHA

1

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. CHR. VAZACA (redactor responsabil), conf. FL. CIORĂSCU, ing. I. PAPADACHE, conf. ing. C. PENESCU, ing. M. POPA, conf. ing. R. STERE prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU membru corespondent al Academiei R.P.R., conf. ing. L. UZUN.

EXTRAS DIN RECOMANDĂRILE PRIVIND ÎNTOCMIREA ARTICOLELOR TEHNICO-ȘTIINȚIFICE

1. Lucrări ce pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanță generală; tehnico-științifice speciale; teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.

2. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție, este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție trebuie să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să posede propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrări care au mai fost publicate integral sau parțial, nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat fixînd premizele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată nedepășind 6—8 rînduri se va anexa lucrării.

6. Textul. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea se arată scopul lucrării subliniindu-se expres contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd inteligibilitatea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase, de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată, sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiilor posibile.

8. Anexele pot cuprinde demonstrații originale sau absolut necesare înțelegerii formulelor din text; de asemenea în anexe se pot da exemple de calcul.

9. Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

10. Nivelul articolelor va fi înalt.

11. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului. Pentru demonstrații se vor alcătui anexe.

12. Scrierea formulelor. Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grije literele majuscule, minuscule sau cele rusești; romane; grecești; germane etc.

13. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cît și figuri sau tabele) speciale cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcripții originale. Pentru cărți: numele complet; pronumele prescurtat; titlul complet (eventual și tradus în paranteză), ediția, editorul; locul editării; anul. Pentru articole: numele complet, pronumele prescurtat; titlul complet original (eventual și tradus în paranteze), revista, tomul; anul, numărul, paginile.

14. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic. Se scrie pe o singură față; la două rînduri (2 000 semne pe pagină). Se recomandă un volum de 10—12 pag. dactilografiate.

15. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

16. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se va indica: titluri academice, funcțiuni, localitatea și adresa domiciliului, număr de telefon.

17. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora de publicare.

18. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări esențiale față de manuscris, în care caz ele cad în sarcina autorului.

Revista «Automatica și electronica», organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Editor: Asociația Științifică a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Redacția: București, str. Ion Ghica nr. 3, telefon 3.57.28-3.07.30. Administrația și casieria: București, Calea Victoriei nr. 118, telefon 4.06.24. Redacția își rezervă toate drepturile privind lucrările precum și materialul grafic-ilustrativ apărut în revistă, cît și cele privitoare la traducerea în limbi străine. Se admit extrase, referate sau comentarii numai cu indicarea completă a sursei. Revista apare o dată la două luni. Abonamentul anual: pentru întreprinderi lei 96., individual lei 30.- Prețul unui exemplar: lei 5.- Abonamentele se primesc la sediile administrației sau redacției mai sus indicate.
Tiparul: Intreprinderea Poligrafică nr. 4 București.

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. I (1957) nr. 1 (ian.—febr.), p. 1—48

SUMAR

CZ 621.37/.38

TĂNĂSESCU, T.:

Cuvînt înainte

Automatica și electronica, I (1957) nr. 1, p. 1—3.

CZ 621.313.322.013.8:621.316.7.078

PENESCU, C. I.:

Regimul dinamic al sistemelor de reglarea automată a excitației generatoarelor sincrone, folosind regulatoare reostatice cu sectoare rostogolitoare.

Automatica și electronica, I (1957) nr. 1, p. 3—14.

Se expune o metodă de calcul pentru aprecierea regimurilor dinamice ale sistemelor de reglare automată cu regulatoare de excitație de tip reostatic cu sectoare rostogolitoare, folosind calculul operațional; se obține funcția de transfer a sistemului static și astastic, de unde, prin metodele cunoscute din teoria sistemelor automate se pot evalua performanțele și eventual corecta funcționarea. Se dă și un exemplu de calcul.

CZ 621.373.421:621.372.54

STERE, R.:

Studiul și problemele proiectării oscilatorului *RC* cu circuit selectiv în T.

Automatica și electronica, I (1957) nr. 12, p. 14—21.

Se analizează un tip de oscilator RC cu circuit selectiv în T căruia i se determină teoretic condiția de oscilație, stabilitatea amplitudinii, stabilitatea frecvenței, distorsiunile, banda de frecvențe. In baza analizei făcute se indică condițiile optime de lucru și se dă metoda de proiectare cu un exemplu de calcul. Se indică precauțiile de luat la realizarea constructivă a oscilatorului și se dau rezultatele obținute la verificarea experimentală a relațiilor stabilite.

CZ 621.039.42

PURICA, I.:

Introducere în problemele reactorilor nucleari

Automatica și electronica, I (1957) nr. 1, p. 21—31.

Se trec în revistă problemele principale ale reactorilor nucleari după care se precizează o serie de noțiuni curent utilizate în fizica și tehnica reactorilor. Se dau detalii constructive ale cîtorva tipuri de reactori. Se enunță problemele de cercetare impuse de proiectarea și construcția reactorilor nucleari și metodele de cercetare utilizate. Se subliniază rolul electronicii și automatizărilor în domeniul cercetărilor cu privire la reactori.

NOTE ȘI COMENTARII, p. 31
REFERATE, p. 34
RECENZII, p. 39
CRONICA, p. 42

Numărul de față al revistei este tipărit pe hîrtie velină de ediții de 70 gm², avînd în compoziție 80% celuloză sulfat înălbită de stuf.
Hîrtia a fost fabricată la fabrica de celuloză și hîrtie „Steaua Roșie" de un colectiv de cercetători ai Institutului de cercetări și proiectări pentru hîrtie, celuloză și stuf (I.C.P.S.H.) în colaborare cu muncitorii și tehnicienii fabricii.

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. I (p. 1—48) Nr. 1, ianuarie—februarie București, 1957

TUDOR TĂNĂSESCU*

Cuvînt înainte

CZ 621.37/.38

Electrotehnica s-a dezvoltat la sfîrșitul secolului trecut și la începutul secolului actual pe baza mașinilor electrice de curent continuu și curent alternativ de 50 Hz. După apariția tuburilor electronice — acum 40 de ani — s-a reușit să se întindă treptat aplicațiile electrotehnicii și la frecvențe mai ridicate, dezvoltîndu-se capitolul Electrocomunicațiilor și al Radiocomunicațiilor. În ultimii 20 de ani, aplicațiile tuburilor electronice s-au extins în toate ramurile industriale; ele s-au întins și în domeniul cercetărilor științifice. Caracterul actual al proceselor industriale, reclamă din ce în ce mai mult întrebuințarea tuburilor electronice. Domeniul lor de aplicații se numește Electronica industrială, pe scurt i se spune Electronica; ea este un capitol al Electronicii, de care urmează să se ocupe revista noastră.

Se poate spune că Electronica reprezintă tehnica circuitelor electrice care conțin organe, în care trecerea curentului se face prin vid sau prin descărcări în gaz rarefiat. Intervin astfel în Electronică: tuburi amplificatoare, celule fotoelectrice, tuburi catodice, tuburi de raze X, tuburi redresoare precum și tuburi fluorescente de iluminat. Caracteristica principală a tuburilor electronice, care a determinat larga lor utilizare în industrie, a fost rapiditatea de acțiune a acestor organe. Pe de o parte precizia în acțiune, ușurința în controlul acestei acțiuni, pe de altă parte posibilitatea de a manipula curenți de înaltă frecvență și deci de a putea utiliza ușor efectele lor, a făcut ca Electronica să se dezvolte rapid în ultimele două decenii.

Electronica este azi strîns legată de tehnica nouă; ridicarea productivității în orice ramură industrială, aproape nu se poate concepe azi fără utilizarea Electronicii.

Electronica permite îmbunătățirea și simplificarea proceselor de producție, a metodelor de măsură, control și verificare a calității, a metodelor de comandă și reglaj în procesele tehnologice. Avem azi posibilitatea de a regla electronic acționarea motoarelor electrice, așa încît să realizăm orice caracteristică cuplu-viteză dorim. Putem face ca o mașină-unealtă să fie condusă electronic, putem realiza reglaje automate de mers sincron în laminoare, putem acționa electronic dispozitive de înfășurare corectă în industria textilă sau cea de sîrme, cable; putem înlocui pretutindeni atenția omului și comenzile manuale prin dispozitive automate. Dispozitivele electronice ca organe sensitive permit realizarea unei supravegheri continue a producției în procesele de fabricație pe bandă, în procesele chimice, în procesele de transport. Relee electronice permit conectarea corectă și rapidă în proces a unor aparate, de pildă aparatul de cusut table prin sudură electrică. Cu tuburile electronice se realizează generatoare de înaltă frecvență, necesare în industrie pentru încălzirea metalelor sau a dielectricilor. În general, se poate spune că Electronica rezolvă în industrie două categorii de probleme[1]). Mai întîi, ea poate ușor transforma energia electrică dintr-o formă într-alta. Apoi, prin capacitatea ei de a transmite informații, Electronica reușește să înlocuiască anumite operațiuni intelectuale făcute obișnuit de om, în acțiunile lui de conducere, de pildă, să observe, să măsoare, să numere; aceasta se consideră un capitol al ciberneticii. Bine înțeles că, Electronica mai rezolvă și alte categorii de probleme de pildă în Electrocomunicații, în iluminat, în medicină, etc. Automatica și Măsurile tehnice utilizează în largă măsură Electronica.

Referindu-ne la Automatică vom spune în primul rînd că acest termen reprezintă știința dispozitivelor de automatizare, tot așa cum mecanica reprezintă știința mecanismelor.

Automatica este asociată mărimii automate și procesului automat. Execuția unui gest mecanizat de către un dispozitiv mecanic, realizează o operație automată, care conține ideea repetiției acelei operații. Operația comportă pe de o parte eforturi fizice, energetice, spre a învinge rezistențe și pe de altă parte o conducere logică, ordonată, bazată pe o dispoziție obișnuit înscrisă în memorie. În prima parte este vorba de o transformare energetică, într-a doua parte este vorba de transmisiunea unor informații de control și comandă. În automatică se execută

*) Prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU este membru corespondent al Academiei R. P. Romîne și vicepreședinte al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R.

[1]) O sistematizare a preocupării inginerilor electroniști din industrie, se poate vedea în schema de pe coperta III-a (N.R.)

astfel procese programate. Automatica urmăreşte să rezolve problemele din viaţa omului. Uneori ea copiază pe om în acţiunile sale, dar de cele mai multe ori are metode originale. Un escavator imită în mare măsură mîna omului, cînd sapă şi ridică pămîntul, dar un automobil care aleargă pe roate nu imită pe om, care, cînd fuge nu se rostogoleşte. În Automatică trebuie întîi rezolvată problema energetică, a mecanizării operaţiei şi apoi rezolvată problema intelectuală, adică de introdus un control automat pentru dispozitivul mecanizat. Dispozitivul automat cel mai simplu va asculta de o lege fixă. Există şi dispozitive capabile de a-şi modifica legea, pe baza unui program, care i se fixează iniţial. Uneori programul este destul de larg şi maşina se conduce în bună parte singură, pe baza unor date statistice ce le culege în timpul mersului. Se poate vorbi de maşini care se adaptează. Obişnuit aceste maşini conţin şi dispozitive electronice de calcul.

Automatica este introdusă azi pe scară largă în industrie pentrucă, pe de o parte, ieftineşte preţul de cost al producţiei, prin mărirea productivităţii şi pe de altă parte, asigură o calitate mai bună, o uniformitate în caracteristicele produselor. Automatica mai are avantajul că suprimă pentru om muncile grele şi penibile; ea micşorează responsabilitatea de control a omului în producţie, măreşte siguranţa în lucru, suprimă accidentele şi deficienţele omului în supravegherea lucrului. Dar automatizarea, atunci cînd devine complexă, necesită cheltuieli mari de investiţie (uneori de 5 ori mai mari decît cele obişnuite). Amortismentele mari care sînt necesare nu pot fi asigurate decît printr-o producţie de mare serie şi regulată. În aceste cazuri introducerea automatizării în procesul de producţie se hotărăşte pe baza unui calcul economic.

Automatica utilizează organe sensoriale care îi transmit informaţii asupra modului cum se execută operaţia. Tehnica măsurătorilor este un auxiliar al automaticii. Tehnica măsurătorilor este de utilitate şi se aplică în industrie, chiar şi fără automatizare. În ţara noastră, la stadiul actual al industriei, problema controlului fabricaţiei cu ajutorul metodelor noi de măsură este prima problemă care se pune pentru mărirea ritmului de producţie şi pentru îmbunătăţirea calităţii. Problemele de automatică se pun azi la noi în mai mică măsură decît se pun problemele de măsură şi control a fabricaţiei. Deci, măsura mărimilor neelectrice prin metode electrice este de primă importanţă pentru industria noastră.

În concluzie, se poate spune că importanţa dispozitivelor electronice în industrie se datoreşte pe de o parte pentru că ele reuşesc să rezolve probleme insolubile pe alte căi şi pe de altă parte pentrucă ele, în anumite ocazii, înlocuiesc cu avantaje dispozitivele întrebuinţate pînă acum. În prima categorie, intră obişnuit aparatele de mare sensibilitate capabile să discearnă foarte mici variaţii ale unei anumite mărimi, ale gradului în care este îndeplinită o anumită condiţie. În cea de a doua categorie, intră dispozitivele electronice, care sînt superioare dispozitivelor actuale datorită dimensiunilor lor reduse, rapidităţii în acţionare, preciziei ridicate de funcţionare, economiei în investiţii sau exploatare.

Revista noastră urmează să trateze toate aceste probleme ale Electronicii, precum şi probleme conexe, cum sînt transistorii, amplificatoarele magnetice, generatoarele ultrasonice cu aplicaţiile lor şi problemele tehnice ale nucleonicii ca şi alte probleme tehnice ale cercetării ştiinţifice, unde intervin elemente electronice.

Electronica pune repede stăpînire pe Electrotehnică, în sensul că orice aplicaţie electrotehnică va conţine în măsură din ce în ce mai mare elemente electronice. Domeniul actual al electrotehnicii de 50 Hz va fi treptat din ce în ce mai comprimat în vastul domeniu al electronicii. Problemele de amplificatoare de curent continuu şi de producere, transmisie şi utilizare a frecvenţelor înalte vor acapara în viitor pe electrotehnicieni. Într-unul, două decenii, electrotehnicienii vor trebui să fie tot atît de bine pregătiţi în Electronică, cum sînt electroniştii de azi.

Marele număr de ingineri electrotehnicieni, necesar în cercetare, vor fi pregătiţi în viitor pe baza cunoaşterii ştiinţelor de bază: Analiza matematică, Teoria matricelor, transformări Laplace, Statistici, Fizică atomică şi nucleară, Electromagnetism, Mecanică cuantică, Teoria reţelelor liniare, Tuburi electronice, Transistori şi circuite în elemente neliniare, etc. Inginerii aceştia vor învăţa mai puţine cursuri de tehnologie specializată. Ei nu vor face proiecte la planşetă, dar vor trebui să facă studii în laborator şi calcule de analiză matematică. Ingineria propriu zisă, cea care creează în electrotehnică, se îndepărtează azi din ce în ce de tehnologie şi se apropie de ştiinţele de bază, matematică şi fizică. Electrotehnicianul va trebui să cunoască în viitor procese mult mai complexe decît cele întîlnite azi în Electrotehnica de 50 Hz; nivelul acestor cunoştinţe de asemenea va trebui să fie mult mai ridicat. Inginerul acesta va trebui să aibă o pregătire largă, spre a se putea adapta uşor la problemele speciale ale electrotehnicii în diferite ramuri industriale. El va trebui să se documenteze mereu, să se ţină la curent cu evoluţia Electronicii.

Revista noastră începe să dea acest ajutor inginerului electrotehnician de azi, să-i creeze posibilităţi de a se înscrie treptat în rîndul electronicienilor. Cu ajutorul unor cadre bine pregătite în Electronică, la un nivel ridicat, se va putea orienta pe calea justă rezolvarea principalelor probleme electronice din fiecare ramură industrială şi se vor realiza astfel premizele construcţiei socialismului la noi, adică, mărirea productivităţii muncii şi îmbunătăţirea calităţii produselor.

CORNELIU I. PENESCU *

Regimul dinamic al sistemelor de reglarea automată a excitaţiei generatoarelor sincrone, folosind regulatoare reostatice cu sectoare rostogolitoare

CZ 621.313.322.013.8:621.316.7.078

În centralele electrice se folosesc, de un timp destul de îndelungat, pentru reglarea automată a excitaţiei în scopul menţinerii, în limitele admise, a tensiunii la bare, regulatoare de tip reostatic cu sectoare rostogolitoare. Experienţa de pînă acum a arătat că, prin construcţia lor, regulatoarele de acest tip au dat satisfacţie deplină, funcţionînd timp îndelungat fără a fi nevoie de revizii sau reparaţii dese. Deşi regulatoarele care nu comportă elemente în mişcare sînt, la prima vedere, net superioare, totuşi experienţa în exploatare a arătat că în stadiul actual al tehnicii, regulatoarele cu sectoare au avantaje deosebite. Într-adevăr, regulatoarele folosind tuburi electronice au dat frecvente deranjamente prin arderea intempestivă a tuburilor; cele folosind amplificatoare magnetice, sau sisteme de compoundare, au avut la rîndul lor, deteriorări frecvente prin clacarea elementelor redresoare cu seleniu sau schimbarea caracteristicilor acestora. Astfel, la una din centralele din ţara noastră, după numai cîteva luni de funcţionare, redresoarele cu seleniu s-au defectat, ceea ce a făcut ca generatoarele să nu mai aibă reglare automată de excitaţie; înlocuirea elementelor cu alte elemente este o operaţie foarte delicată din cauza diferenţei sensibile între caracteristicile diverselor elemente redresoare (după fabrică), ceea ce atrage un regim modificat în funcţionarea sistemelor de reglare.

Faptul că regulatoarele cu sectoare rostogolitoare, pe scurt « regulatoare cu sectoare », s-au comportat bine în instalaţii, a făcut ca ele să capete în lume, o largă întrebuinţare şi în alte domenii. Astfel ele se utilizează la reglarea automată a vitezei motoarelor electrice, reglarea vitezei turbinelor de la agregatele electro-generatoare, reglarea temperaturii cuptoarelor electrice, reglarea tensiunii redresoarelor cu vapori de mercur avînd grătar de comandă, etc. În consecinţă, deşi sînt folosite pentru scopuri diverse, construcţia lor rămîne de obicei aceeaşi, ceea ce uşurează foarte mult calculul comportării lor.

Cu toate că, după cum s-a arătat mai sus, aceste regulatoare au o largă răspîndire în instalaţiile energetice, totuşi regimurile lor de funcţionare statice şi dinamice nu au fost tratate decît într-o mică măsură; despre regimul static s-a tratat într-un articol anterior [1]) Regimul tranzitoriu al acestor regulatoare nu este tratat aproape deloc.

În cele ce urmează, se va trata despre acest regim; cunoaşterea acestui regim este deosebit de importantă atît pentru constructorul de asemenea aparate, pentru a şti cum să aleagă caracteristicile elementelor componente, cît şi pentru cel care proiectează instalaţii energetice, pentru ca să aprecieze durata regimului tranzitoriu, suprareglarea etc. valori foarte importante în funcţionarea stabilă a sistemelor energetice.

Consideraţii generale asupra sistemelor de reglare a tensiunii

Un sistem de reglare automată — caz particular al sistemelor automate în circuit închis la care mărimea de intrare este constantă sau variază predeterminat — se reprezintă într-o schemă funcţională prin următoarele elemente (fig. 1) [2]):

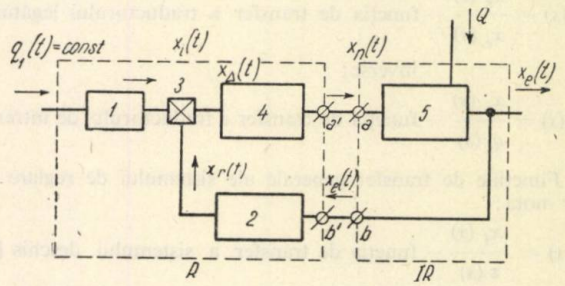


Fig. 1. Schema funcţională a unui sistem de reglare: *1* — traductor de intrare; *2* — traductor de ieşire; *3* — element de comparaţie (prin diferenţă); *4* — element de amplificare şi de execuţie; *5* — element automatizat; *R* — regulator (dispozitiv de reglare); *IR* — instalaţia reglată; $q_i(t)$ — mărimea de comandă; $x_i(t)$ — mărimea de intrare; $x_e(t)$ — mărimea de ieşire; $x_r(t)$ — mărimea legăturii inverse principale (mărimea deviaţiei); $x_m(t)$ — mărimea de execuţie; $x_\Delta(t)$ — mărimea de acţionare; *a*, *b*, — bornele de intrare în instalaţia reglată; *a'*, *b'* — bornele de ieşire din regulator; *Q* — mărimea perturbatoare.

1) traductorul de ieşire care converteşte mărimea de ieşire $x_e(t)$ în mărimea legăturii inverse principale $x_r(t)$:

2) traductorul de intrare care converteşte mărimea de intrare $q_i(t)$ — în speţă constantă — în mărimea de intrare $x_i(t)$;

3) elementul de comparaţie care face în permanenţă diferenţa:

$$x_\Delta(t) = x_i(t) - x_r(t)$$

obţinîndu-se astfel mărimea de acţionare $x_\Delta(t)$;

4) elementul de amplificare şi execuţie format dintr-un amplificator de putere (puterea se primeşte de la o sursă exterioară) şi un element de execuţie de la care se obţine mărimea de execuţie $x_m(t)$ capabilă de a acţiona instalaţia reglată în scopul de a executa operaţia dorită;

5) elementul automatizat format din instalaţia reglată, adică instalaţia care realizează procesul industrial a cărui conducere se doreşte a fi făcută fără intervenţia umană.

*) Ing. C. I. PENESCU este conferenţiar la Institutul Politehnic din Bucureşti şi membru al Comisiei de Automatizare de pe lîngă Prezidiul Academiei R. P. Romîne.

[1]) MARTAC, D. şi MIHĂILEANU, C.: Consideraţii asupra regulatorilor de tensiune de tip reostatic cu sectoare mobile. Energetica, I (1953) 8—9, p. 40—54.

[2]) Se va folosi în cele ce urmează terminologia elaborată de către Comisia de Automatizare de pe lîngă Prezidiul Academiei R. P. Romîne.

Ansamblul format din traductoarele de intrare şi a legăturii inverse principale, din elementul de comparaţie şi din elementul de amplificare şi execuţie, reprezintă dispozitivul de reglare sau *regulatorul*, acesta racordîndu-se la instalaţia reglată în două puncte: *a* unde se aplică mărimea de execuţie şi *b* de unde se primeşte mărimea de la ieşire; prin *a a'* se obţine legătura directă.

Pentru a se putea analiza regimul dinamic al sistemului de reglare se foloseşte transformarea directă şi inversă Laplace; prin aceasta, înlocuind variabila timp cu variabila complexă s, se pot defini funcţiile de transfer ale diverselor elemente. Astfel, se vor folosi următoarele notaţii:

$P_1(s) = \dfrac{x_e(s)}{x_m(s)}$ — funcţia de transfer a instalaţiei reglate;

$P_2(s) = \dfrac{x_m(s)}{x_\Delta(s)}$ — funcţia de transfer a elementului de amplificare şi de execuţie;

$P_r(s) = \dfrac{x_r(s)}{x_e(s)}$ — funcţia de transfer a traductorului legăturii inverse;

$P_i(s) = \dfrac{x_i(s)}{q_i(s)}$ — funcţia de transfer a traductorului de intrare.

Funcţiile de transfer generale ale sistemului de reglare se vor nota:

$E(s) = \dfrac{x_i(s)}{\varepsilon(s)}$ — funcţia de transfer a sistemului deschis [în care $\varepsilon(s) = q_i(s) - x_e(s)$ este abaterea sistemului];

$A(s) = \dfrac{x_e(s)}{x_i(s)} = \dfrac{E(s)}{1 + E(s)}$ — funcţia de transfer a sistemului închis;

$D(s) = \dfrac{x_\Delta(s)}{x_i(s)} = \dfrac{1}{1 + E(s)}$ — funcţia de transfer a elementului de comparaţie.

În cazul reglării excitaţiei unui generator sincron, regulatorul, după cum se cunoaşte, se racordează la bornele generatorului pentru a măsura tensiunea, sau mai bine zis variaţiile ei şi la circuitul de excitaţie pentru a putea interveni asupra variaţiei tensiunii; în cazul regulatoarelor reostatice, intervenţia se face prin modificarea, de către regulator, a unei rezistenţe ce influenţează curentul de excitaţie al excitatoarei. Această rezistenţă se montează de obicei în serie cu această înfăşurare de excitaţie (fig. 2).

Comparînd schema principială din fig. 2 cu cea funcţională din fig. 1 se vede că:

$$q_i = E_e$$

$$x_e = E_r$$

$$x_m = \rho$$

Se observă că funcţia de transfer a instalaţiei automatizate se poate pune sub forma:

$$P_1(s) = \frac{x_e(s)}{x_m(s)} = \frac{E_r(s)}{\rho(s)} = \frac{E_r(s)}{u_e(s)} \cdot \frac{u_e(s)}{\rho(s)} = P_{11}(s) \cdot P_{12}(s)$$

unde

$$P_{11}(s) = \frac{E_r(s)}{u_e(s)} \qquad (1)$$

este funcţia de transfer a generatorului, iar

$$P_{12}(s) = \frac{u_e(s)}{\rho(s)} \qquad (2)$$

funcţia de transfer a excitatoarei.

Pe de altă parte, se cunoaşte că la un sistem de reglare mărimea de la intrare este constantă în timp,

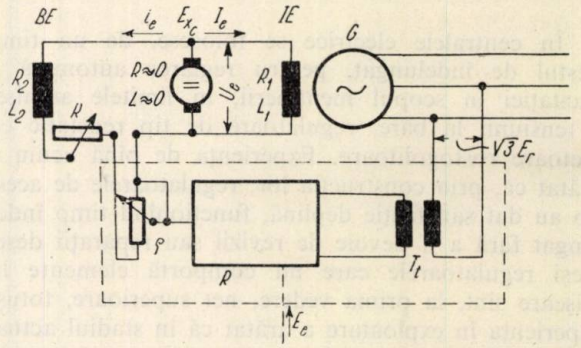


Fig. 2. Schema principială de montare a unui regulator reostatic la un generator sincron:
G — generator; *Exc.* — excitatoare; *IE* — înfăşurarea de excitaţie (rotorică) a generatorului; *BE* — înfăşurarea de excitaţie a excitatoarei; R — reostat manual de excitaţie; *Reg.* — regulatorul; ρ — rezistenţa variabilă a regulatorului; T_t — transformator de tensiune; E_r — tensiune reglată; E_e — tensiune de comandă (sau etalon);

mărimea de la ieşire putînd căpăta perturbaţii de la valoarea staţionară datorită unei mărimi perturbatoare (Q din fig. 1). Ori, se observă uşor în fig. 4 că, din punctul de vedere al regimului tranzitoriu şi staţionar de după apariţia unei perturbaţii, se poate considera că o perturbaţie la ieşire echivalează cu o perturbaţie la intrare de semn contrar faţă de o situaţie virtuală. Astfel, în cazul (A) s-a presupus la timpul t_0 o variaţie bruscă la ieşire de un anumit sens (ΔE_r); după apariţia perturbaţiei regulatorul acţionează readucînd tensiunea la valoarea de mai

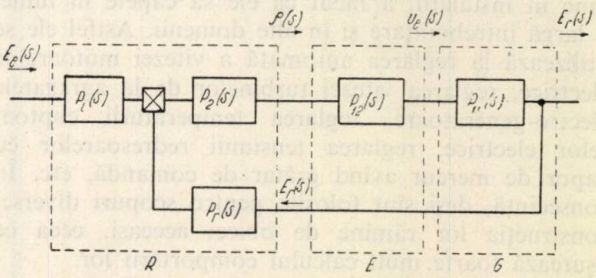


Fig. 3. Schema funcţională a unui sistem de reglare a excitaţiei unui generator sincron folosind regulator reostatic; mărimile sînt date în funcţie de variabila complexă s:
R — regulator; E — excitatoare; G — generator.

înainte (s-a presupus o reglare astatică). În cazul (B) s-a considerat că înainte de ivirea perturbaţiei atît E_r cît şi E_e aveau valorile E'_{e_0} şi E'_{r_0} virtuale egale cu valorile E_{e_0} şi E_{r_0} minus valoarea perturbaţiei; astfel regimul tranzitoriu va fi acelaşi, de la $t = t_0$ mai departe şi pentru tensiunile măsurate de la E'_{e_0} şi E'_{r_0} înainte, ca şi în cazul (A) dacă se consideră o perturbaţie $-\Delta E_r$ la intrare. Cum, în cazul calculului regimului tranzitoriu, se ştie că nu intere-

sează situaţia de înainte de perturbaţie ci numai după ivirea acesteia [la transformarea Laplace condiţiile iniţiale se iau egale cu zero adică $E_r(t)$, $E_e(t)$ etc. la $t < 0$ sînt egale cu zero], se vede cu uşurinţă că un astfel de artificiu se poate utiliza. În acest fel, sistemul de reglare a fost redus la un sistem automat în circuit închis, la care variază intrarea; schema funcţională corespunzătoare, cu mărimile exprimate în variabila s, se arată în fig. 3.

Pentru a se putea studia regimul tranzitoriu trebuie determinate funcţiile de transfer ale diverselor elemente.

Determinarea funcţiilor de transfer ale instalaţiei automatizate

Funcţia de transfer a generatorului. Ecuaţia tensiunilor din circuitul rotoric al generatorului va fi (fig. 2) [2]:

$$u_e(t) = R_1 I_e(t) + w_G \frac{d\Phi_G(t)}{dt} \tag{3}$$

unde w_G este numărul de spire al înfăşurării, iar Φ_G fluxul rotoric [3]). Deoarece între fluxul rotoric şi

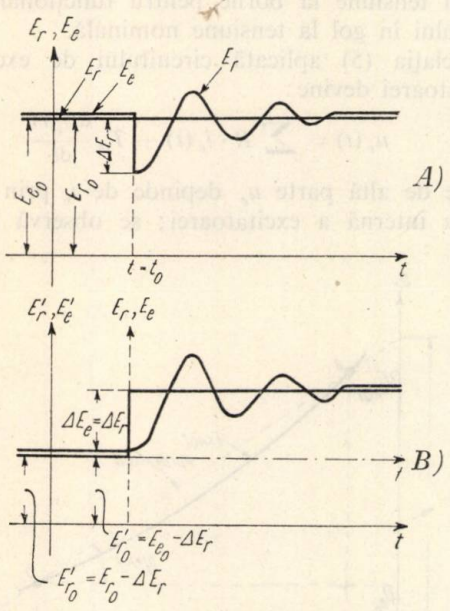


Fig. 4. Echivalarea unui sistem de reglare a excitaţiei cu un sistem automat în sensul echivalării unei perturbaţii la ieşire cu una de semn schimbat la intrare (cazul unei perturbaţii în scară):

A — situaţia reală; *B* — situaţia echivalată.

Observaţie. Valorile mărimilor de la intrare şi ieşire sînt presupuse egale în regim staţionar; totuşi s-au desenat puţin diferite pentru claritate

f.e.m. alternativă indusă în stator există o proporţionalitate riguroasă:

$$\frac{\Phi_{G_1}}{\Phi_{G_2}} = \frac{E_{G_1}}{E_{G_2}}, \tag{4}$$

relaţia (3) devine:

$$u_e(t) = R_1 I_e(t) + T_m \frac{dE_G(t)}{dt} \tag{5}$$

[3]) Se presupune un rotor ideal.

în care T_m este constanta de timp absolută a maşinii, valoare constantă independentă de gradul de saturaţie.

Din diagrama simplificată a căderilor de tensiune din statorul maşinii sincrone se obţine:

$$E_r = E_G \cos\delta - I_{Gr} X_{ds}$$

în care: δ este unghiul electric între E_G şi E_r; I_{Gr} — componenta reactivă a curentului statoric; X_{ds} — reactanţa sincronă longitudinală.

Pentru δ mic, relaţia devine:

$$E_G \sim E_r + I_{Gr} X_{ds} = E_r + \Delta E. \tag{6}$$

Se observă deci că forţa electromotoare a generatorului este compusă din două părţi; astfel curentul de excitaţie poate fi considerat şi el format din două părţi: una dependentă de curentul rotoric, iar alta independentă [se consideră $E_r = f(I_{Gr}) = \text{const.}$ datorită faptului că generatorul este interconectat sau că are reglare automată de excitaţie]. Deci din relaţia (5):

$$T_m \frac{dE_G(t)}{dt} = u_e(t) - R_1 \left[I_{e(E_r)} + I_{e(\Delta E)} \right] =$$

$$= u_e(t) - R_1 \Sigma I_e(t). \tag{7}$$

Între I_e, E_r şi ΔE nu este o relaţie liniară din cauza saturaţiei maşinii. În cazul funcţionării în gol $\Delta E = 0$ şi prin urmare raportul:

$$k = \frac{E_r}{I_e} = \frac{E_G}{I_e}$$

variază de la valoarea sa maximă k_0 corespunzătoare tensiunii nominale pînă la $k_{\min}$ corespunzător tensiunii maxime la borne (fig. 5). Această variaţie

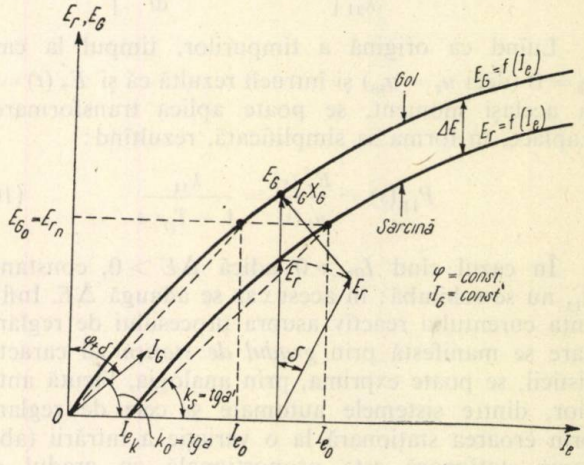


Fig. 5. Caracteristica internă a generatorului funcţionînd în gol şi în sarcină la $\varphi = \text{const.}$ şi $I_G = \text{const.}$

este însă mică întrucît creşterea tensiunii la borne peste valoarea nominală este admisă numai într-o foarte mică măsură.

În sarcină, pentru $I_G = \text{const.}$ şi $\varphi = \text{const.}$ adică $I_{Gr} = \text{const.}$, se observă că se poate trasa o nouă curbă $E_r = f(I_e)$ cu ajutorul triunghiului tensiunilor.

Se observă că cele două curbe sînt sensibil paralele după cum rezultă de altfel și din relația (6). În acest caz, noua curbă va putea fi aproximată, în intervalul $E_r = 0$ și $E_r = E_G$, cu o dreaptă avînd același coeficient unghiular k_0:

$$E_r = k_0 (I_e - I_{ek})$$

unde $I_{ek} = I_{e(\Delta e)}$ este componenta corespunzătoare curentului reactiv. În acest caz din relația (5) rezultă:

$$u_e(t) = \frac{R_1}{k_0}\left[E_r(t) + \Delta E(t) + T_m \frac{k_0}{R_1}\frac{dE_r(t)}{dt} + \right.$$
$$\left. + T_m \frac{k_0}{R_1}\frac{d\Delta E(t)}{dt}\right]$$

Se consideră, pentru început, funcționarea în gol a generatorului; în acest caz $\Delta E(t) = 0$ și $\frac{d\Delta E(t)}{dt} = 0$.

$$u_e(t) = \frac{R_1}{k_0}\left[E_r(t) + T_m \frac{k_0}{R_1}\frac{dE_r(t)}{dt}\right] =$$
$$= \frac{1}{k_{11}}\left[E_r(t) + T_G \frac{dE_r(t)}{dt}\right] \qquad (8)$$

unde

$$k_{11} \equiv \frac{k_0}{R_1} \quad \text{și} \quad T_G \equiv T_m \frac{k_0}{R_1} \qquad (9)$$

Considerînd că tensiunea E_r nu poate varia decît în jurul valorii de gol, E_G, la care corespunde tensiunea de excitație u_{e0}, se utilizează noile variabile:

$$u'_e = u_e - u_{e0}$$
$$E'_r = E_r - E_G$$

de unde relația (8) devine

$$u'_e(t) = \frac{1}{k_{11}}\left[E'_r(t) + T_G \frac{dE'_r(t)}{dt}\right] \qquad (8)_1$$

Luînd ca origină a timpurilor, timpul la care $u'_e = 0$ (deci $u_e = u_{e0}$) și întrucît rezultă că și $E'_r(t) = 0$ la același moment, se poate aplica transformarea Laplace, în forma sa simplificată, rezultînd:

$$P_{11}(s) = \frac{E'_r(s)}{u'_e(s)} = \frac{k_{11}}{1 + T_G \cdot s} \qquad (10)$$

În cazul cînd $I_{Gr} > 0$ adică $\Delta E > 0$, constanta k_{11} nu se schimbă; în acest caz se adaugă ΔE. Influența curentului reactiv asupra procesului de reglare, care se manifestă prin *gradul de statism* al caracteristicii, se poate exprima, prin analogia, făcută anterior, dintre sistemele automate și cele de reglare, prin eroarea staționară la o variație a intrării (abaterea staționară este proporțională cu gradul de statism: $S_T = X_G \cdot \varepsilon_S$ unde X_G este reactanța sincronă a generatorului). Se observă că în această relație T_G nu mai este o constantă absolută ci depinde de gradul de saturație; ea se mai numește constanta relativă a mașinii. Din relațiile (3), (4), (5) și (10) se obține:

$$T_G = \frac{L_{10}}{R_1}$$

unde L_{10} este inductanța rotorului corespunzătoare mersului în gol la tensiunea nominală.

Se atrage atenția că de obicei se dă în datele mașinii constanta de timp pentru generatorul avînd înfășurarea de amortizare și cea a statorului, deschise. Se vede ușor că această constantă de timp este chiar T_G, în ipoteza că măsura se face în regimul nesaturat.

Funcția de transfer a excitatoarei. În cazul excitatoarei sînt valabile considerentele de mai sus cu următoarele observații:

rezistența și inductanța rotorului fiind foarte mici se pot neglija, ceea ce înseamnă că, la excitație constantă, tensiunea la bornele excitatoarei va fi independentă de sarcină atît în regim staționar cît și tranzitoriu.

tensiunea la bornele rotorului va varia în limite foarte mari pentru a se putea obține la generator o f.e.m. suficientă în a menține tensiunea constantă la bornele sale la fluctuațiile sarcinii reactive.

Constanta de timp absolută a excitatoarei va fi:

$$T_{me} = w_e \frac{\Phi_{e0}}{u_{e0}} \qquad (11)$$

unde w_e — este numărul de spire ale înfășurării de excitație a excitatoarei; Φ_{e0}, u_{e0} — fluxul din întrefier și tensiune la borne pentru funcționarea generatorului în gol la tensiune nominală.

Relația (5) aplicată circuitului de excitație al excitatoarei devine:

$$u_e(t) = \sum R \cdot i_e(t) + T_m \frac{dU_e(t)}{dt} \qquad (12)$$

Pe de altă parte u_e depinde de i_e prin caracteristica internă a excitatoarei; se observă în fig. 6

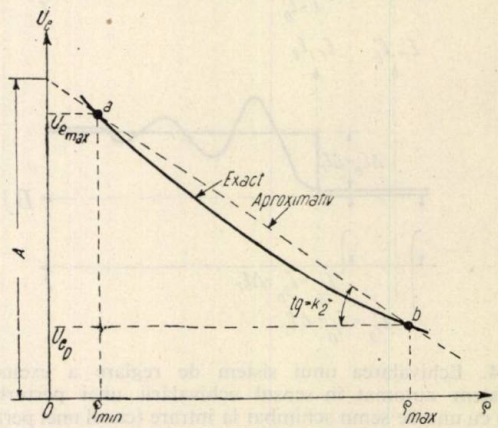


Fig. 6. Caracteristica internă a excitatoarei.

că această curbă, neliniară, se poate aproxima prin două drepte:

$$u_e = k'_e \cdot i_e = \frac{u_{e0}}{i_{e0}} \cdot i_e \quad \text{pentru } 0 \leqslant i_e < i_{e0} \qquad (13)_1$$

$$u_e = k_e (i_e - i_{e0}) + u_{e0} = \frac{u_{e\max} - u_{e0}}{i_{e\max} - i_{e0}}(i_e - i_{e0}) + u_{e0} \qquad (13)$$

$$\text{pentru } i_{e0} \leqslant i_e \leqslant i_{e\max}$$

$i_{e\max}$ și $u_{e\max}$ fiind valorile curentului de excitație al excitatoarei și a tensiunii de excitație pentru

sarcina maximă inductivă a generatorului ($Q = S_n$ la $\cos \varphi = 0$).

Considerînd că ρ variază între ρ_{max} şi ρ_{min}[4]) şi punînd:

$$\rho_a = \rho - \rho_{min} \tag{14}$$

valoarea ρ_{min} înglobînd-o în valoarea lui R rezultă din relaţiile (12), (13) şi (14) după cîteva transformări algebrice simple:

$$u_e(t) + T_e'' \frac{du_e(t)}{dt} = -\frac{u_e(t) \cdot \rho_a(t)}{R_2 + R - k_e} + \frac{u_{e_0} - k_e\, i_{e0}}{R_2 + R - k_e} \rho_a(t) + \frac{(u_{e0} - k i_{e0})(R_2 + R)}{R_2 + R - k_e} \tag{15}$$

În această relaţie, constanta de timp T_e'' este dată de relaţia:

$$T_e'' = T_{m_e} \frac{k_e}{R_2 + R - k_e} \tag{16}$$

Se observă că T_e'' nu mai are o valoare constantă ci depinde pe de o parte de gradul de saturaţie a maşinii (valoarea lui k_e) iar pe de altă parte de valoarea rezistenţei reostatului de excitaţie. Se vede uşor din relaţiile (4), $(13)_1$ şi (16) că:

$$T_e'' = L_{20} \frac{k_e / k_e'}{R_2 + R - k_e} = \frac{k_e}{k_e'} \frac{1}{\frac{1}{T_e} + \frac{1}{T_e'} - \frac{1}{t_e}} \tag{17}$$

unde:

T_e este constanta de timp (relativă la mersul în gol) a înfăşurării de excitaţie $\left(T_e = \frac{L_{20}}{R_2}\right)$; T_e' — constanta de timp (relativă la mersul în gol) a reostatului de excitaţie $\left(T_e' = \frac{L_{20}}{R}\right)$; t_e — constanta de timp (relativă la mersul în gol) a coeficientului unghiular al dreptei echivalente $\left(t_e = \frac{L_{20}}{k_e}\right)$.

În regim staţionar, dependenţa lui u_e de ρ poate fi reprezentată, conform cu relaţia (15), printr-o hiperbolă (fig. 7) ce trece prin punctele a ($u_e = u_{e\,max}$, $\rho = \rho_{min}$ adică $\rho_a = 0$) şi b ($u_e = u_{e_0}$, $\rho_a = \rho_{max}$ adică $\rho_a = \rho_{max} - \rho_{min}$).

Această curbă poate fi aproximată, destul de exact, ca o dreaptă ce trece prin punctele a şi b; astfel relaţia (15) devine aproximativ:

$$u_e(t) + T_e'' \frac{du_e(t)}{dt} = A - k_{12}\, \rho(t) \tag{$18)_1$}$$

în care se vede uşor că:

$$k_{12} \equiv \frac{k i_{e_0}}{R_2 + R - k_e + \rho_{min}} \tag{$19)_1$}$$

$$A \equiv \frac{(R_2 + R + \rho_{min})(u_{e_0} - k \cdot i_{e_0}) + k \cdot i_{e0} \cdot \rho_{min}}{R_2 + R - k_e} = u_{e\,max} + k_{12}\, \rho_{min} \tag{$20)_1$}$$

[4]) Întrucît la ρ_{max} va corespunde regimul de gol al generatorului, rezultă că tensiunea de excitaţie variază între u_{e0} şi u^e_{max} deci este valabilă dreapta (13).

Pentru $\rho_{min} = 0$ rezultă:

$$u_e(t) + T_e'' \frac{du_e(t)}{dt} = u_{e\,max} - k_{12}\, \rho(t) \tag{18}$$

unde

$$k_{12} = \frac{k i_{e0}}{R_2 + R - k_e} \tag{19}$$

$$u_{e\,max} = \frac{(R_2 + R)(u_{e0} - k_e\, i_{e0})}{R_2 + R - k} \tag{20}$$

Considerînd că u_e poate varia în jurul valorii u_{e0} (corespunzătoare funcţionării în gol la tensiunea

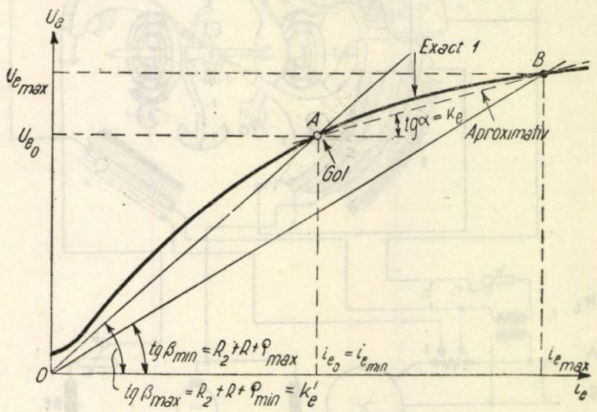


Fig. 7. Variaţia tensiunii de excitaţie funcţie de rezistenţa regulatorului.

nominală a generatorului) iar ρ în jurul valorii ρ_{max} şi notînd prin

$$\rho' = \rho - \rho_{max}$$

$$u_e' = u_e - u_{e0}$$

relaţia (18) devine:

$$u_e'(t) + T_e'' \frac{du_e'(t)}{dt} = -k_{12}\, \rho'(t)$$

În condiţiile ca, la $t = 0$, atît $\rho'(t)$ cît şi $u'(t)$ să fie egale cu zero, aplicarea transformării directe Laplace, va da

$$P_{12}(s) = \frac{u_e'(s)}{\rho'(s)} = -\frac{k_{12}}{1 + T_e'' \cdot s} \tag{21}$$

Trebuie, ca la calcularea acestei funcţii de transfer să se ţină seama de adevărata valoare a lui T_e'' care se va calcula după relaţia (17). În literatură se foloseşte adesea în loc de T_e'' valoarea T_e ceea ce poate da erori mari de determinare.

Determinarea condiţiilor de funcţionare şi a funcţiilor de transfer ale regulatorului

Există o mare varietate de regulatoare reostatice; dintre acestea cel mai utilizat este cel cu sectoare rostogolitoare. Tipul cel mai frecvent întîlnit în

instalaţiile energetice este tipul Brown-Boveri (BBC), arătat în fig. 8.

Pe scurt, acest regulator se compune din elementul motor — de inducţie — format din tamburul de aluminiu C şi statorul e avînd bobinajele a şi b alimentate de tensiunea de la bornele generatorului prin intermediul transformatorului de tensiune T_t,

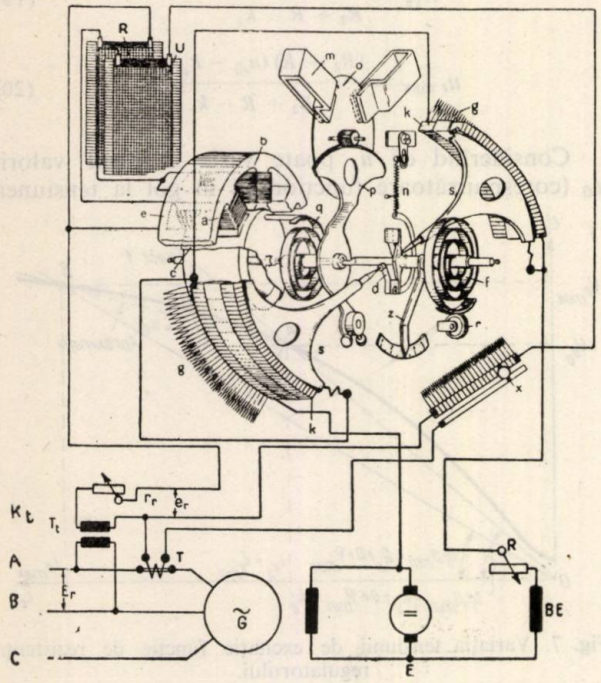


Fig. 8. Regulatorul cu sectoare rostogolitoare.

al rezistenţei de ajustare r_r şi a rezistenţelor suplimentare R şi U.

Pe axul tamburului se găsesc:

suporţii arcuiţi d care presează sectoarele circulare s pe cîmpurile de ploturi k, între care se găseşte rezistenţa g (rezistenţa din fig. 2);

resortul antagonist f a cărui tensiune poate fi modificată cu ajutorul şurubului r;

resortul antagonist n a cărui tensiune poate fi modificată cu ajutorul unui şurub ce culisează într-un ghidaj;

indicatorul z ce se deplasează în faţa unei scale gradate.

Totodată tamburul, prin ajutorul resortului q, antrenează sectorul p, care, la rîndul său, angrenează discul de aluminiu o ce se poate roti în întrefierul magneţilor permanenţi m.

În fig. 9 se arată detaliul sectoarelor rostogolitoare; sectorul 5, avînd partea sa circulară de o rază mai mică decît a cîmpului de contacte 6, este presat de suportul arcuit 3 prin intermediul pastilei izolante 4. În acest fel sectorul 5, izolat de ax, va fi în contact cu cîmpul 6 într-un singur punct. Se vede că dacă axul se roteşte de exemplu în figură în sens orar, punctul de contact se deplasează în sus, sectorul trecînd din poziţia A în poziţia B; suprafaţa de contact a sectorului se rostogoleşte pe suprafaţa ploturilor de contact de unde şi numele acestui tip de regulator.

În privinţa sectorului din dreapta fenomenul este identic, numai că la o variaţie a axului în sensul orar, punctul de contact se va deplasa în jos. Prin legarea în serie a rezistenţelor se obţine o dependenţă a lui ρ funcţie de unghiul α al rotorului; astfel, la $\alpha = 0$ (indicatorul z, din fig. 8, sau 7 din fig. 9, se găseşte la dreapta în dreptul indicaţiei zero) rezistenţa este scurtcircuitată: $\rho = 0$. Pentru $\alpha = \alpha_{max}$ (indicatorul în stînga în dreptul poziţiei 4), rezistenţa este maximă: $\rho = \rho_{max}$; astfel se poate admite o dependenţă liniară a lui ρ de α:

$$\rho = d\alpha \tag{22}$$

unde

$$d = \frac{\rho_{max}}{\alpha_{max}} \tag{22}_1$$

Echilibrul dinamic la axul regulatorului va fi determinat de:

$$C_r = C_a$$

în care C_a este cuplul activ determinat de elementul motor iar C_r suma cuplurilor rezistente.

Fiind vorba de un sistem de inducţie rezultă că:

$$C_a = k_a e_r^2$$

în care k_a este un coeficient depinzînd de construcţia regulatorului.

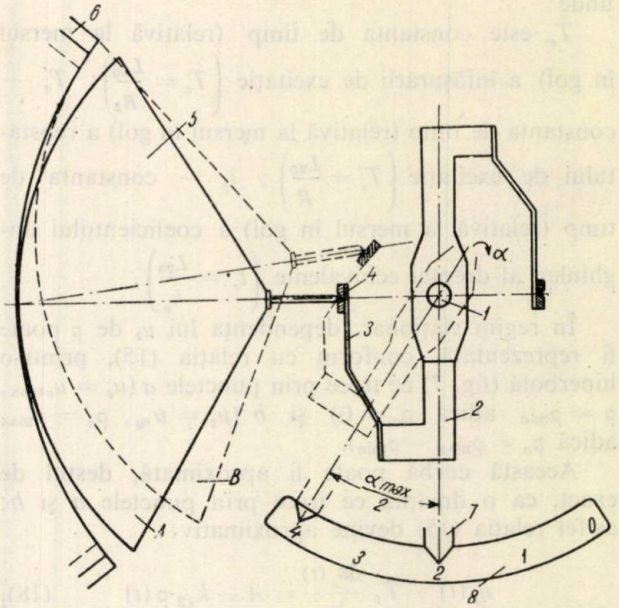


Fig. 9. Modul de deplasare al sectoarelor rostogolitoare.

Tensiunea e_r va fi dată de relaţia (fig. 2):

$$e_r = \frac{\sqrt{3}\, Z_m}{k_T \sqrt{(r_r + r_m)^2 + X_m^2}} E_r$$

şi prin urmare

$$C_a = k_b E_r^2 \tag{23}$$

unde

$$k_b \equiv \frac{3k_a (r_m^2 + X_m^2)}{k_T^2 \left[(r_r + r_m)^2 + X_m^2\right]} \tag{24}$$

în care:

k_T este coeficientul de transformare al transformatorului de tensiune; r_m, X_m — rezistenţa şi reactanţa elementului motor al regulatorului; r_r — rezistenţa suplimentară din circuitul regulatorului.

În fig. 10 se arată schema mecanică de principiu; se vede că:

$$C_r = C_{r1} + C_{r2}$$

în care C_{r1} este cuplul rezistent de pe axul solidar cu tamburul, iar C_{r2} cuplul rezistent determinat de elementul de amortizare (discul de aluminiu). Cuplul C_{r1} va fi determinat de cele două resoarte *1* şi *5* şi de inerţia totală a pieselor de pe ax; resoartele acestea (*f* şi *u* din fig. 8) determină cupluri de natură diferită. Astfel resortul *f* determină un cuplu independent de deviaţia unghiulară (de rotaţia axului) iar resortul *n* un cuplu dependent de unghiul de rotaţie. În acest caz se poate scrie:

$$C_{r1} = a + b\alpha + I\frac{d^2\alpha}{dt^2} \qquad (25)$$

unde:

a este constanta resortului ce nu depinde de deviaţie; *b* — constanta resortului ce depinde de deviaţie; *I* — momentul de inerţie a tuturor pieselor ce sînt montate pe axul tamburului.

Pe de altă parte se poate scrie:

$$C_{r2} = C(\alpha - \beta)$$

iar ecuaţia de echilibru la axul amortizorului (redus la axul principal adică $\beta = \beta_a \cdot \frac{z_p}{z_0}$ unde β_a este unghiul de rotaţie la axul discului de aluminiu *o*, z_p numărul de dinţi de la sectorul *p*, iar *z* numărul de dinţi de la discul *o*) va fi:

$$C(\alpha - \beta) = F\frac{d\beta}{dt} \qquad (26)$$

unde *F* este coeficientul de frecare vîscoasă (de frecare proporţională cu viteza unghiulară, a amortizorului).

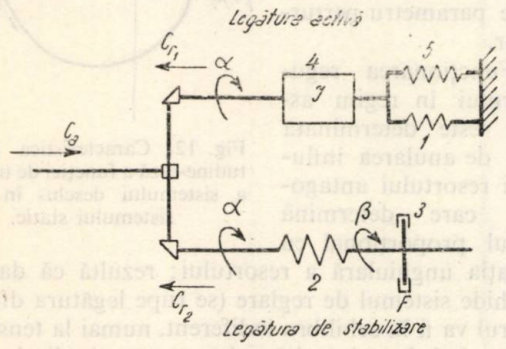


Fig. 10. Schema mecanică de principiu.

Pe baza relaţiilor de mai sus se poate scrie ecuaţia generală în regim instantaneu a cuplurilor din regulator:

$$k_b E_r^2(t) = a + b\alpha(t) + I\frac{d^2\alpha(t)}{dt^2} + F\frac{d\beta(t)}{dt}. \qquad (27)$$

Variaţia parabolică $k_b E_r^2(t)$ se poate aproxima, între valorile $E_{r_{max}}$ şi $E_{r_{min}}$ de variaţie, printr-o dreaptă de forma (fig. 11):

$$C_a \approx k_c E_r - k_d$$

unde

$$k_c \equiv k_b (E_{r_{max}} + E_{r_{min}})$$
$$k_d \equiv E_{r_{max}} \cdot E_{r_{min}}$$

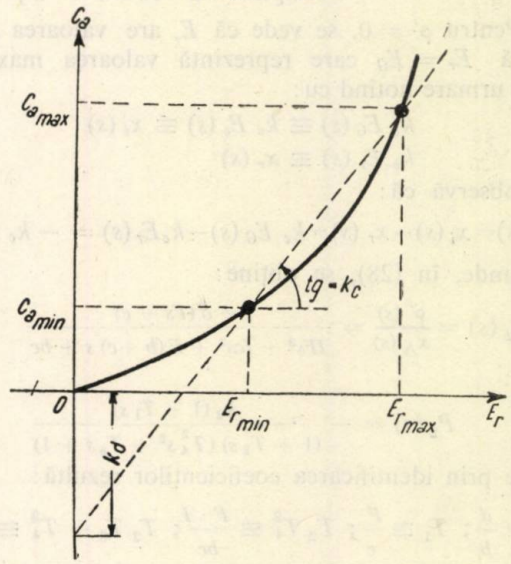


Fig. 11. Aproximaţia variaţiei parabolice a cuplului activ cu o variaţie liniară.

În consecinţă relaţia (27) devine:

$$k_c E_r(t) - k_d = a + b\alpha(t) + I\frac{d^2\alpha(t)}{dt^2} + F\frac{d\beta(t)}{dt} \qquad (27)_1$$

Cu înlocuirea de la (22) se obţine:

$$k_c E_r(t) - k_d = a + \frac{b}{d}\rho(t) + \frac{F}{d}\frac{d^2\rho(t)}{dt} + F\frac{d\beta(t)}{dt} \qquad (27)_2$$

Se observă că E_r creşte cu ρ; astfel pentru $\rho = \rho_{max}$ se poate considera că $E_r = E_G$ deci în regim staţionar:

$$k_c E_G = k_d + a + \frac{b}{d}\rho_{max}$$

de unde înlocuind în $(27)_2$:

$$k_c E_r(t) - k_c E_G = \frac{b}{d}[\rho(t) - \rho_{max}] + \frac{I}{d}\frac{d^2\rho(t)}{dt^2} + F\frac{d\beta(t)}{dt} \qquad (27)_3$$

Înlocuind variabila E_r cu E_r' şi ρ cu ρ' (definite anterior) se observă că:

$$k_c E_r'(t) = \frac{b}{d}\rho'(t) + \frac{I}{d}\cdot\frac{d^2\rho'(t)}{dt^2} + F\frac{d\beta(t)}{dt}$$

Schimbînd în relaţia (26) variabila α cu ρ' şi β cu β' se vede că:

$$C\left(\frac{\rho'}{d} - \beta'\right) = F\frac{d\beta'}{dt} = F\frac{d\beta}{dt} \qquad (26)_1$$

unde:

$$\beta' = \beta - \frac{\rho_{max}}{d}$$

Considerînd condiţiile iniţiale egale cu zero şi aplicînd transformarea directă Laplace relaţiei $(26)_1$ rezultă:

$$\beta'(s) = \rho'(s)\frac{c}{d(c+Fs)}$$

de unde:

$$k_c E_r'(s) = \rho'(s)\left[\frac{Is^2}{d} + \frac{c}{d}\cdot\frac{Fs}{Fs+c} + \frac{b}{d}\right] \quad (28)$$

Pentru $\rho' = 0$, se vede că E_r' are valoarea zero, adică $E_r = E_G$ care reprezintă valoarea maximă; prin urmare notînd cu:

$$k_c E_G(s) \equiv k_c E_e(s) \equiv x_i(s)$$
$$k_c E_r(s) \equiv x_r(s)$$

se observă că:

$$x_\Delta(s) = x_i(s) - x_r(s) = k_c E_G(s) - k_c E_r(s) = -k_c E_r'(s)$$

de unde, în (28), se obţine:

$$P_2(s) = \frac{\rho'(s)}{x_\Delta(s)} = \frac{-d(Fs+c)}{IFs^3 + Ics^2 + F(b+c)s + bc} \quad (29)$$

sau:

$$P_2(s) = -\frac{k_2(1+T_1 s)}{(1+T_2 s)(T_4^2 s^2 + T_6 s + 1)} \quad (30)$$

unde prin identificarea coeficienţilor rezultă:

$$k_2 \equiv \frac{d}{b};\ T_1 \equiv \frac{F}{c};\ T_2 T_4^2 \equiv \frac{F\cdot I}{bc};\ T_2 T_6 + T_4^2 \equiv \frac{I}{b};$$
$$T_2 + T_6 \equiv \frac{F(b+c)}{b\cdot c}.$$

Trecerea de la forma (29) la forma (30) se justifică prin aceea că polinomul de la numitor fiind de gradul 3, funcţia de transfer va avea în orice caz un pol situat pe axa reală în planul s, astfel că polinomul se poate pune sub forma unui produs de două polinoame de gradul 2 şi 1 punîndu-se în evidenţă polul real.

Determinarea condiţiilor de funcţionare ale sistemului de reglare

Din relaţiile (10), (21) şi (30) se obţine funcţia de transfer totală a legăturii directe:

$$P(s) = \frac{x_e(s)}{x_\Delta(s)} = \frac{E_r(s)}{x_\Delta(s)} = P_{11}(s)\cdot P_{12}(s)\cdot P_2(s) =$$
$$= \frac{k_{11}\cdot k_{12}\cdot k_2(1+T_1 s)}{(1+T_G s)(1+T_e'' s)(1+T_2 s)(T_4^2 s^2 + T_6 s + 1)}$$

De unde, folosind relaţiile cunoscute ale sistemelor automate, se obţine funcţia de transfer $E(s)$ a sistemului deschis:

$$E(s) = \frac{x_e(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{P(s)\cdot P_i(s)}{P_r(s) - P_i(s) + 1}$$

unde deoarece:

$$P_i(s) = P_r(s) = k_c$$

rezultă:

$$E(s) = k_c P(s) =$$
$$= \frac{K\cdot(1+T_1 s)}{(1+T_G s)(1+T_e'' s)(1+T_2 s)(T_4^2 s^2 + T_6 s + 1)} \quad (31)$$

Se observă că sistemul de reglare este static în raport cu orice parametru perturbator; într-adevăr, el va avea o abatere staţionară la funcţia de intrare în scară. Această abatere se calculează, după cum se ştie, din teorema valorii finale:

$$\varepsilon_s = \lim_{t\to\infty}\varepsilon(t) = \lim_{s\to 0} s\,\varepsilon(s)$$

Valoarea lui $\varepsilon(s)$ se determină:

$$\varepsilon(s) = \frac{1}{1+E(s)}\,q_i(s) = \frac{1}{s[1+E(s)]}$$

şi deci:

$$\varepsilon_s = \lim_{s\to 0}\frac{s}{s[1+E(s)]} = \frac{1}{1+K} \quad (32)$$

de unde gradul de statism absolut în raport cu curentul reactiv:

$$S_T = x_{ds}\,\varepsilon_s = \frac{x_{ds}}{1+K} \quad (33)$$

iar caracteristica statică are forma cunoscută:

$$E_r = E_e - S_T\cdot I_G \sin\varphi.$$

Sistemul de reglare se poate face astatic anulînd resortul n (fig. 8); astfel: $b = 0$ şi deci relaţia (29) devine:

$$P_2(s) = -\frac{d\cdot(Fs+C)}{s(IFs^2 + ICs + FC)} = -\frac{k_2(1+T_1 s)}{s(T_2^2 s^2 + T_4 s + 1)}$$

unde:

$$T_1 \equiv \frac{F}{C} \qquad T_2 \equiv \sqrt{\frac{I}{C}} \qquad T_4 \equiv \sqrt{\frac{I}{F}} \qquad k_3 \equiv \frac{d}{F}$$

şi deci:

$$E(s) = \frac{K(1+T_1 s)}{s(1+T_G s)(1+T_e'' s)(T_2^2 s^2 + T_4 s + 1)} \quad (34)$$

Prezenţa termenului s, ca factor la numitor, determină, după cum se ştie, abaterea nulă în cazul funcţiilor de intrare în scară; sistemul de reglare va fi deci astatic ($S_T = 0$) în raport cu orice parametru perturbator.

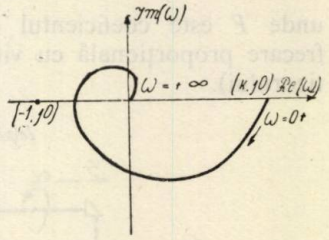


Fig. 12. Caracteristica amplitudine-fază a funcţiei de transfer a sistemului deschis în cazul sistemului static.

Funcţionarea regulatorului în regim astatic este determinată deci de anularea influenţei resortului antagonist care determină cuplul proporţional cu deviaţia unghiulară a resortului; rezultă că dacă se deschide sistemul de reglare (se rupe legătura directă) rotorul va fi în echilibru indiferent, numai la tensiunea E_e pe cînd la orice altă valoare a tensiunii el nu va mai fi în echilibru (trece într-una din poziţiile extreme). În cazul regimului static, rotorul va fi în echilibru la orice tensiune.

În ipoteza că valorile constantelor sînt pozitive, caracteristica amplitudinii-fază a funcţiei de transfer a sistemului deschis, în cazul sistemului static, $E(j\omega)$ (pentru operatorul Fourier) are forma din fig. 12

de unde se vede că sistemul de reglare este condiţional stabil).

Notă. Funcţia $E(j\omega)$ neavînd poli şi zerouri în jumătatea din dreapta a planului complex (constantele de timp pozitive) rezultă că criteriul lui Nyquist se rezumă ca hodograful $E(j\omega)$ să nu încercuiască punctul critic $(-1, j0)$.

În cazul sistemului astatic se observă uşor că:

$$\lim_{\omega \to 0} E(j\omega) \approx -\frac{j}{\omega}$$

adică pentru valori foarte mici ale frecvenţei (însă pozitive) hodograful tinde asimptotic spre infinit de-a lungul axei imaginare negative (fig. 13).

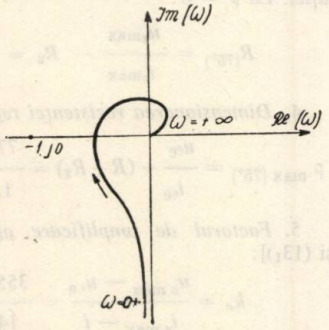


Fig. 13. Caracteristica amplitudine-fază a funcţiei de transfer a sistemului deschis în cazul sistemului astatic

Se vede că gradul de statism S_T poate fi modificat prin variaţia lui K; aceasta se obţine modificînd constanta b a resortului care creează un cuplu antagonist proporţional cu deviaţia unghiulară a rotorului. Modificarea acestei constante se poate face cu ajutorul şurubului ce întinde resortul respectiv. Tensiunea E_e se poate modifica prin variaţia rezistenţei r_r care modifică valoarea constantei k_e în sensul că la o scădere a lui r_r, E_e creşte; se obţine astfel, o deplasare a caracteristicii statice paralelă cu ea însăşi şi prin aceea o încărcare suplimentară cu putere reactivă. Modificarea lui r_r atrage însă şi modificarea lui K, astfel că se modifică şi gradul de statism însă într-o măsură mică, avînd în vedere variaţiile mici ale acestei rezistenţe.

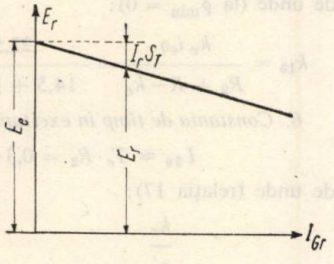


Fig. 14. Caracteristica statică a sistemului de reglare.

În fig. 15 se arată schema funcţională completă a sistemului de reglare, ţinînd seama de traductorul de la ieşire (schema *a*) sau înglobînd funcţiile traductorului în restul sistemului (schema *b*). Se atrage atenţia că mărimea de comandă $E_e = q_i$ nu există în realitate ci, ceea ce există este numai cuplul dat de cele două resoarte antagoniste, adică: $x_i = k_c E_e - k_d$. Deci traductorul de la intrare nu există; totuşi a fost reprezentat deoarece prin relaţia de mai sus intrarea se poate echivala cu o tensiune etalon.

Concluzii

Studiul regimului dinamic al regulatorului cu sectoare rostogolitoare, a arătat că funcţia de transfer a sistemului deschis este de gradul 5 avînd şase poli şi un zero. După cum se vede în schema funcţională, pe lîngă legătura inversă principală mai există o legătură inversă secundară prin care se realizează o amortizare proporţională cu derivata mărimii de acţionare. În acest caz se poate întîmpla ca la o alegere nejudicioasă a parametrilor:

sistemul deschis să fie nestabil;

sistemul deschis să fie stabil dar cel închis să fie nestabil.

Se observă că rolul cel mai important în stabilitatea sistemului închis, în caz că cel deschis este stabil, îl joacă factorul de amplificare. Totuşi trebuie dată o mare atenţie, deoarece la factori de amplificare prea mari, sensibilitatea este bună însă intervine o suprareglare mare, iar la factori de amplificare prea mici situaţia este inversă.

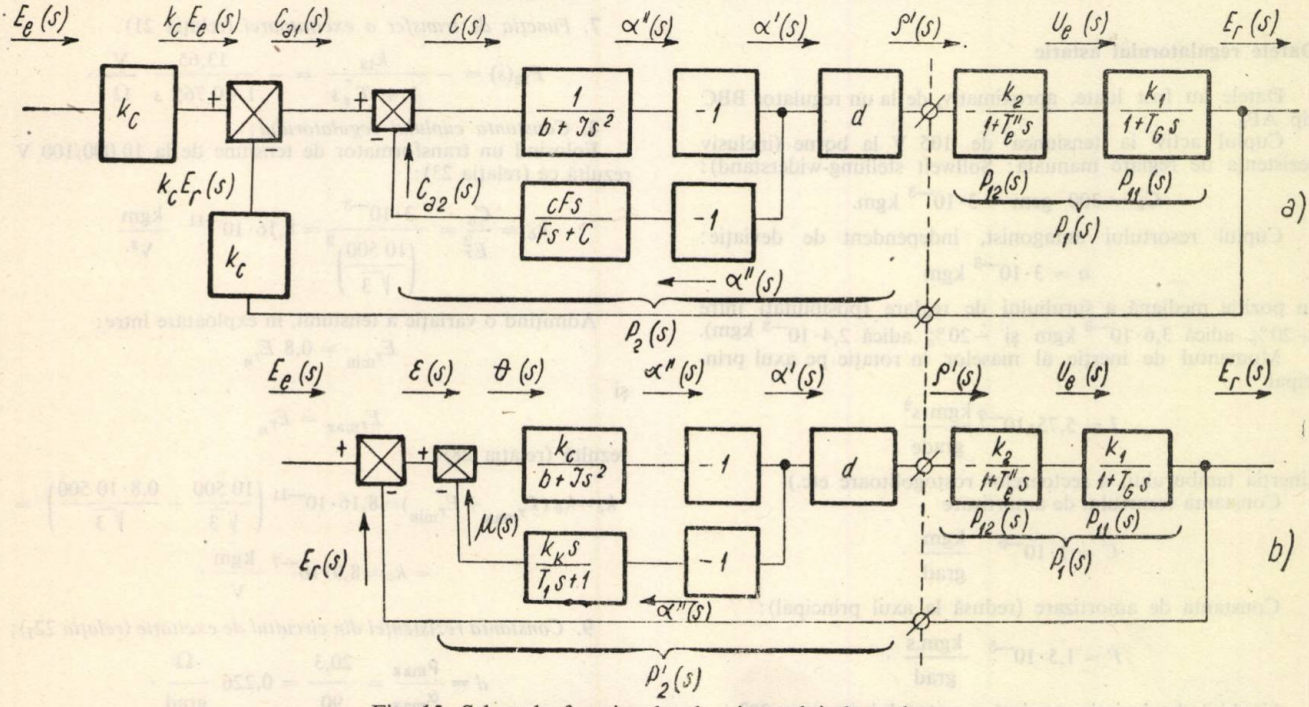


Fig. 15. Schemele funcţionale ale sistemului de reglare.

De obicei, regulatorul se procură gata fabricat avînd (afară de rezistența ρ) aceleași caracteristici, indiferent de tipul generatorului; se impune, în astfel de cazuri, o studiere atentă care, din lipsa metodei de calcul, nu a fost făcută pînă acum.

Anexa I. Exemplu de calcul

Turbogenerator, fabricat Electrosila, Tip T2–25–2; S_n=31 250 kVA; E_n = 10 500 V (între faze); 3 000 rot/min; 50 Hz; cos φ = 0,8; 1 720 A; nr. de fabrică 13 978.

Datele generatorului și excitatoarei

1. *Generatorul*:

$E_n = E_{rn} = 10{,}5$ kV (între faze); $R_{1(75°)} = 0{,}473\ \Omega$; $T_G = 9{,}9''$.

Din caracteristica de mers în gol rezultă: $I_{e0} = 164$ A (pentru tensiunea nominală), de unde

$$u_{e0} = I_{e0} \cdot R_1 = 164 \cdot 0{,}473 = 77{,}6 \text{ V}$$

$I_{e\max} = 355$ A (pentru tensiunea nominală la cos φ = 0 și $I = I_n$) de unde:

$$u_{e\max} = I_{e\max} \cdot R_1 = 750 \cdot 0{,}473 = 354 \text{ V}.$$

Din caracteristica de scurtcircuit rezultă la $I_e = I_{e0} = 164$ A un curent $I_G = 980$ A pe fază (scurtcircuit trifazat); de aici:

$$x_{ds} \approx \frac{E_n}{\sqrt{3} I_G} = \frac{10\,500}{\sqrt{3} \cdot 980} = 6{,}19\ \Omega \text{ pe fază (nesaturat) în}$$

unități relative:

$$x_{ds}{}^0/_0 = x_d \frac{S_n}{E_n} 100 = 6{,}19 \frac{31{,}25}{10{,}5^2} 100 = 176\%.$$

2. *Excitatoarea*:

$$R_{2(75°)} = 14{,}5\ \Omega,\ T_e = 0{,}3''.$$

Din caracteristica internă:

la $u_{e0} = 77{,}6$ V corespunde $i_{e0} = 1{,}7$ A

la $u_{e\max} = 355$ V corespunde $i_{e\max} = 14$ A

Datele regulatorului astatic

Datele au fost luate, aproximativ, de la un regulator BBC tip AB_2.

Cuplul activ la tensiunea de 105 V la borne (inclusiv rezistența de reglare manuală: Sollweit stellung-widerstand):

$$C_a = 300 \text{ gcm} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}.$$

Cuplul resortului antagonist, independent de deviație:

$$a = 3 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}$$

în poziția mediană a șurubului de reglare (posibilități între +20% adică $3{,}6 \cdot 10^{-3}$ kgm și −20% adică $2{,}4 \cdot 10^{-3}$ kgm).

Momentul de inerție al maselor în rotație pe axul principal

$$I = 5{,}75 \cdot 10^{-7} \frac{\text{kgm s}^2}{\text{grade}}$$

(inerția tamburului, a sectoarelor rostogolitoare etc.).

Constanta resortului de amortizare

$$C = 1 \cdot 10^{-5} \frac{\text{kgm}}{\text{grad}}.$$

Constanta de amortizare (redusă la axul principal):

$$F = 1{,}5 \cdot 10^{-5} \frac{\text{kgm.s}}{\text{grad}}.$$

Unghiul de deviație maximă a rotorului $\alpha_{\max} = 90°$.

Calculul

1. *Factorul de amplificare al generatorului*:

$$k_1 = \frac{k_0}{R_1} = \frac{E_{G0}}{I_{G0}} \cdot \frac{1}{R_1} = \frac{10\,500}{\sqrt{3} \cdot 164} \cdot \frac{1}{0{,}473} = 78{,}2.$$

2. *Funcția de transfer a generatorului* (relația 10):

$$P_{11}(s) = \frac{k_1}{1 + T_G s} = \frac{78{,}2}{1 + 9{,}9\,s}.$$

3. *Dimensionarea rezistenței de reglare manuală a excitației*. La ρ = 0:

$$R_{(75°)} = \frac{u_{e\max}}{i_{e\max}} - R_2 = \frac{355}{14} - 14{,}5 = 10{,}8\ \Omega.$$

4. *Dimensionarea rezistenței regulatorului*:

$$\rho_{\max\,(75°)} = \frac{u_{e0}}{i_{e0}} - (R + R_2) = \frac{77{,}6}{1{,}7} - (10{,}8 + 14{,}5) = 20{,}3\ \Omega.$$

5. *Factorul de amplificare al excitatoarei* [relațiile (13) și (13_1)]:

$$k_e = \frac{u_{e\max} - u_{e0}}{i_{e\max} - i_e} = \frac{355 - 77{,}6}{14 - 1{,}7} = 22{,}5 \text{ V/A}$$

$$k_e' = \frac{u_{e0}}{i_{e0}} = \frac{77{,}6}{1{,}7} = 45{,}6 \text{ V/A}$$

de unde (la $\rho_{\min} = 0$):

$$k_{12} = \frac{k_e\, i_{e0}}{R_2 + R - k_e} = \frac{22{,}5 \cdot 1{,}7}{14{,}5 + 10{,}8 - 22{,}5} = 13{,}65 \text{ V } \Omega.$$

6. *Constanta de timp în excitație*:

$$L_{20} \approx T_e \cdot R_2 = 0{,}3 \cdot 14{,}5 = 4{,}35 \text{ H}$$

de unde (relația 17):

$$T_e'' = L_{20} \frac{\frac{k_e}{k_e'}}{R_2 + R - k_e} = 4{,}35 \frac{\frac{22{,}5}{45{,}6}}{14{,}5 + 10{,}8 - 22{,}5} = 0{,}765''.$$

7. *Funcția de transfer a excitatoarei* (relația 21):

$$P_{12}(s) = -\frac{k_{12}}{1 + T_e'' s} = -\frac{13{,}65}{1 + 0{,}765\ s} \frac{\text{V}}{\Omega}.$$

8. *Constanta cuplului regulatorului*:

Folosind un transformator de tensiune de la 10 000/100 V rezultă că (relația 23):

$$k_b = \frac{C_a}{E_r^2} = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{\left(\frac{10\,500}{\sqrt{3}}\right)^2} = 8{,}16 \cdot 10^{-11} \frac{\text{kgm}}{\text{V}^2}.$$

Admițînd o variație a tensiunii, în exploatare între:

$$E_{r\min} = 0{,}8\ E_{r_n}$$

și

$$E_{r\max} = E_{r_n}$$

rezultă (relația 28):

$$k_c = k_b (E_{r\max} + E_{r\min}) = 8{,}16 \cdot 10^{-11} \left(\frac{10\,500}{\sqrt{3}} + \frac{0{,}8 \cdot 10\,500}{\sqrt{3}}\right) =$$

$$= k_c = 8{,}9 \cdot 10^{-7} \frac{\text{kgm}}{\text{V}}.$$

9. *Constanta rezistenței din circuitul de excitație* (*relația* 22_1);

$$d = \frac{\rho_{\max}}{\alpha_{\max}} = \frac{20{,}3}{90} = 0{,}226 \frac{\Omega}{\text{grad}}.$$

10. *Constantele de timp* (din relaţia 34):

$$T_1 = \frac{F}{C} = \frac{1{,}5\cdot 10^{-5}}{1\cdot 10^{-5}} = 1{,}5''$$

$$T_2 = \sqrt{\frac{I}{C}} = \sqrt{\frac{5{,}74\cdot 10^{-7}}{1\cdot 10^{-5}}} = 0{,}2395''$$

$$T_4 = \sqrt{\frac{I}{F}} = \sqrt{\frac{5{,}74\cdot 10^{-5}}{1{,}5\cdot 10^{-5}}} = 0{,}195''.$$

11. *Factorul de amplificare al regulatorului*:

$$k_2 \equiv \frac{d}{F} = \frac{0{,}22}{1{,}5}\,10^5 = 1{,}5\cdot 10^4 \quad \frac{\Omega\,\text{grade}}{\text{kgm. s}}.$$

12. *Factorul total de amplificare al sistemului*:

$$K = k_c\, k_{11}\, k_{12}\, k_2 = 8{,}9\cdot 10^{-7}\cdot 78{,}2\cdot 13{,}65\cdot 1{,}5\cdot 10^4 = 14{,}2\ \frac{1}{s}.$$

13. *Funcţia de transfer a sistemului deschis*:

$$E(s) = \frac{14{,}2\,(1 + 1{,}5\,s)}{s\,(1 + 9{,}9\,s)(1+0{,}765\,s)(0{,}0575\,s^2+0{,}195\,s+1)}$$

înlocuind pe s cu $j\omega$ şi notînd prin

$$\xi = \frac{T_4}{2T_2} = \frac{0{,}195}{2\cdot 0{,}2395} = 0{,}406$$

rezultă

$$E(j\omega) = \frac{14{,}2\,(1 + 1{,}5\ j\omega)}{j\omega(1+9{,}9\,j\omega)(1+0{,}765\,j\omega)(-0{,}2395^2+2.0{,}406\cdot 0{,}2395\ j\omega+1)}.$$

Se reprezintă funcţia în scări logaritmice atît ca modul cît şi ca argument.

Se notează

$$|\widetilde{E}(j\omega)| = |\widetilde{E}(j\omega)| - K \quad [\text{dB}]$$

unde

$$K\,[\text{dB}] = 20 \log K.$$

Se utilizează metoda Bode, adică se trasează prin metoda dreptelor aproximative (de unde semnul ~ aplicat modulelor).

Frecvenţe	*Panta dreptelor*
$0 \leqslant \omega < \frac{1}{T_G} = \frac{1}{9{,}9} = 0{,}01$	— 6 dB/octavă
$0{,}101 \leqslant \omega < \frac{1}{T_1} = \frac{1}{1{,}5} = 0{,}667$	— 12 dB/octavă
$0{,}667 \leqslant \omega < \frac{1}{T_e''} = \frac{1}{0{,}765} = 1{,}305$	— 6 dB/octavă
$1{,}305 \leqslant \omega < \frac{1}{T_2} = \frac{1}{0{,}2395} = 4$	— 12 dB/octavă
$4 \leqslant \omega \leqslant \infty$	— 24 dB/octavă

Erori

Pulsaţia ω	Eroarea termenului $\frac{1}{1+jT_G\omega}$ dB	Eroarea termenului $1+jT_1\omega$ dB	Eroarea termenului $\frac{1}{1+jT_e'\omega}$ dB	Eroarea termenului $\frac{1}{-T_2^2\omega^2+2\xi T_2+1}$ dB	Total dB
0,01	~0	~0	~0	~0	~0
0,101	+3	~0	~0	~0	~+3
0,667	~0	−3	~0	~0	~−3
1,305	~0	~0	+3	~0	~+3
4	~0	~0	~0	20 log 2 ξ = − 1,94	~−1,94

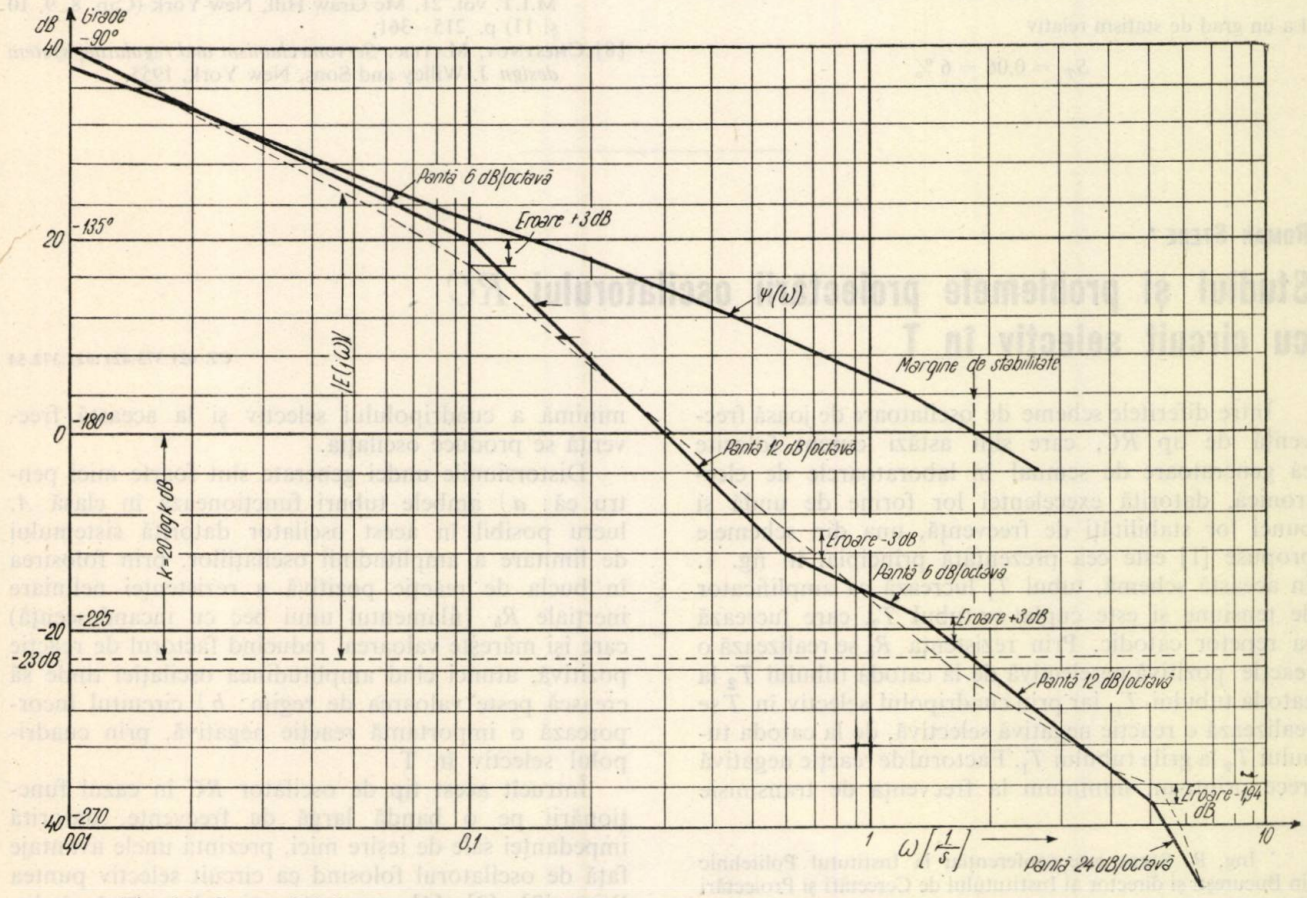


Fig. 16. Caracteristicile logaritmice de amplitudine şi fază funcţie de frecvenţă la sistemul din exemplu.

Argumentul $\Psi(\omega)$ al lui $E(j\omega)$ este:

$$\Psi(\omega) = -90° - \text{arc tg } T_G\,\omega + \text{arc tg } T_1\,\omega - \text{arc tg } T_e''\,\omega - \text{arc tg } \frac{T_4\,\omega}{-T_2^2\,\omega^2 + 1} = -90° - \text{arc tg } 9{,}9\,\omega + \text{arc tg } 1{,}5\,\omega - \text{arc tg } 0{,}765\,\omega - \text{arc tg } \frac{0{,}195\,\omega}{-0{,}0575\,\omega^2 + 1}.$$

ω	0	0,01	0,1	0,5	0,7	1
$\varphi(\omega)$	−90°	−96°	−131 40′	−153°15′	−161° 25′	−167°

ω	1,2	1,5	1,8	2
$\varphi(\omega)$	−171°	177°25′	−183	−189

În fig. 16 se arată caracteristicile logaritmice de unde se observă că sistemul este stabil ($|E(j\omega)| < 1$ la $\Psi(\omega) = -180°$). Stabilitatea este însă destul de redusă şi ar trebui mărită (prin mărirea lui F).

Restul caracteristicilor sistemului de reglare se pot aprecia, pe baza rezultatelor de mai sus; astfel se pot aprecia, cu metodele cunoscute, suprareglarea, durata regimului tranzitoriu etc.

În cazul regulatorului static regimul tranzitoriu rămîne aproape acelaşi; regimul staţionar depinde de constanta b a resortului antagonist.

Cunoscînd că gradul de statism, în unităţi relative este dat de relaţia cunoscută

$$S_{T*} = S_T \frac{I_n}{E_n}$$

se poate obţine din relaţia (33) factorul de amplificare:

$$K = \frac{xds}{S_{T*}} \frac{I_n}{E_n} - 1.$$

La un grad de statism relativ

$$S_{T_*} = 0{,}06 = 6\,\%$$

rezultă

$$K = \frac{6{,}19}{0{,}06} \cdot \frac{1\,720 \cdot \sqrt{3}}{10\,500} - 1 = 28{,}2$$

de unde

$$k_2 = \frac{K}{k_c\,k_{11}\,k_{12}} = \frac{28{,}2}{8{,}9 \cdot 10^{-7} \cdot 78{,}2 \cdot 13{,}65} = 3{,}08 \cdot 10^4 \quad \frac{\Omega}{\text{kgm}}$$

Se obţine coeficientul resortului de statism:

$$b = \frac{d}{k_2} = \frac{0{,}226}{3{,}08 \cdot 10^4} = 0{,}0734 \cdot 10^{-4} = 7{,}34 \cdot 10^{-6} \quad \frac{\text{kgm}}{\text{grad}}$$

adică un resort foarte slab.

Bibliografie

[1] W. Schilling: *Elektrische Glieder im Regelkreis*, Teil III, Kap. 5. Ein Regelkreis zur Spannungsregelung von Drehstromgeneratoren als Zahlenbeispiel. Regelungstechnik, 4 (1956) nr. 2, p. 45–49.

[2] R. Rüdenberg: *Elektrische Schaltvorgänge*, Ed. III, J. Springer, Bd. 1933, Kap. 44, p. 378–384.

[3] *Règulateurs à action rapide BBC*, Ed. BBC, Baden, 1944 p. 83.

[4] *Règulateur à action rapide BBC*, Rev. BBC, 10 (1933) nr. 11, p. 200.

[5] W. Macolf: *Les règulateurs de petit modêle,type IB pour courrants alternatifs et continus*, Rev. BBC, 15 (1938) nr. 11, p. 241–243.

[6] H. M. James, N. B. Nichols, R. S. Phillips: *Theory of servomechanisms*, Radiation Laboratory, Series M.I.T., vol. 25, Mc Graw Hill, New York, 1947.

[7] I. A. Greenwood Jr., J. V. Holdam Jr., O. Mc Rae Jr: *Electronic Instruments*, Radiation Laboratory, Series M.I.T. vol. 21, Mc Graw Hill, New-York (Cap. 8, 9, 10 şi 11) p. 215–361,

[8] Chestnut, Mayer: *Servomechanism and regulating system design* J. Willey and Sons, New York, 1955.

Roman Stere *

Studiul şi problemele proiectării oscilatorului *RC* cu circuit selectiv în T

CZ 621.373.421:621.372.54

Între diferitele scheme de oscilatoare de joasă frecvenţă de tip *RC*, care sînt astăzi curent folosite ca generatoare de semnal în laboratoarele de electronică, datorită execelentei lor forme de undă şi bunei lor stabilităţi de frecvenţă, una din schemele propuse [1] este cea prezentată principial în fig. 1. În această schemă, tubul T_1 lucrează ca amplificator de tensiune şi este cuplat cu tubul T_2, care lucrează ca repetor catodic. Prin rezistenţa R_b se realizează o reacţie pozitivă neselectivă de la catoda tubului T_2 la catoda tubului T_1, iar prin cuadripolul selectiv în T se realizează o reacţie negativă selectivă, de la catoda tubului T_2 la grila tubului T_1. Factorul de reacţie negativă trece printr-un minimum la frecvenţa de transmisie minimă a cuadripolului selectiv şi la această frecvenţă se produce oscilaţia.

Distorsiunile undei generate sînt foarte mici pentru că: *a)* ambele tuburi funcţionează în clasă *A*, lucru posibil în acest oscilator datorită sistemului de limitare a amplitudinii oscilaţiilor, prin folosirea în bucla de reacţie pozitivă a rezistenţei neliniare inerţiale R_b (filamentul unui bec cu incandescenţă) care îşi măreşte valoarea, reducînd factorul de reacţie pozitivă, atunci cînd amplitudinea oscilaţiei tinde să crească peste valoarea de regim; *b)* circuitul încorporează o importantă reacţie negativă, prin cuadripolul selectiv în T.

Întrucît acest tip de oscilator *RC* în cazul funcţionării pe o bandă largă de frecvenţe, datorită impedanţei sale de ieşire mici, prezintă unele avantaje faţă de oscilatorul folosind ca circuit selectiv puntea Wien [2], [3], [4] care este azi cel mai răspîndit,

* Ing. R. Stere este conferenţiar la Institutul Politehnic din Bucureşti şi director al Institutului de Cercetări şi Proiectări Electrotehnice.

ne-am propus în lucrarea de față să analizăm funcționarea schemei și să stabilim condițiile ei optime de funcționare.

Cuadripolul selectiv *RC*, în T podit

Tipul folosit în acest oscilator, (fig. 2) a fost analizat într-o serie de lucrări [5], [6], [7]. Expresia transmisiei acestui cuadripol, în forma complexă, este [7]:

$$\beta_T = \frac{U_2}{U_1} = \frac{(1-a^2)\sqrt{n + j\,2a}}{(1-a^2)\sqrt{n} + ja(2+n)} \qquad (1)$$

sau explicitînd partea reală și imaginară:

$$\beta_T = \frac{(1-a^2)^2 n + 2a^2(2+n) - ja n\sqrt{n}(1-a^2)}{(1-a^2)^2 n + a^2(2+n)^2} \qquad (2)$$

de unde rezultă defazajul:

$$\varphi_T = \operatorname{arctg} \frac{Im\,\beta}{Re\,\beta} =$$

$$= \operatorname{arctg}\left(-\frac{an\sqrt{n}(1-a^2)}{n(1-a^2)^2 + 2a^2(2+n)}\right) \qquad (3)$$

în aceste expresii:

$$a = \frac{\omega}{\omega_0} \qquad (4)$$

$$n = \frac{R_1}{R_2} \qquad (5)$$

iar

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{n}RC} \qquad (6)$$

este frecvența la care transmisia cuadripolului atinge valoarea sa minimă:

$$\beta_{T_0} = \frac{2}{2+n}. \qquad (7)$$

La această frecvență:

$$\varphi_{T_0} = 0. \qquad (8)$$

Variația modulului și fazei lui β_T cu frecvența sînt reprezentate în fig. 3 pentru diferite valori ale parametrului n.

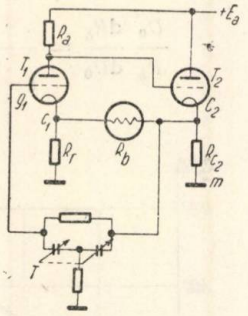


Fig. 1. Schema de principiu simplificată a oscilatorului *RC* cu circuit selectiv în T.

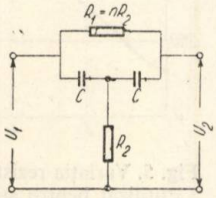


Fig. 2. Cuadripolul selectiv în T.

Condiția de oscilație

Schema principială din fig. 1 a oscilatorului, poate fi pusă sub forma simplificată prezentată în fig. 4. Cu A s-a notat amplificarea de la bornele $g_1 c_1$ ale tubului T_1 la bornele de ieșire $c_2 m$ ale tubului T_2. Deci:

$$A = A_1 A_2. \qquad (9)$$

Amplificatorul este presupus liniar și fără defazaj în banda de lucru, în afara defazajului constant de 180° introdus de tubul T_1. Cum în A s-a inclus și

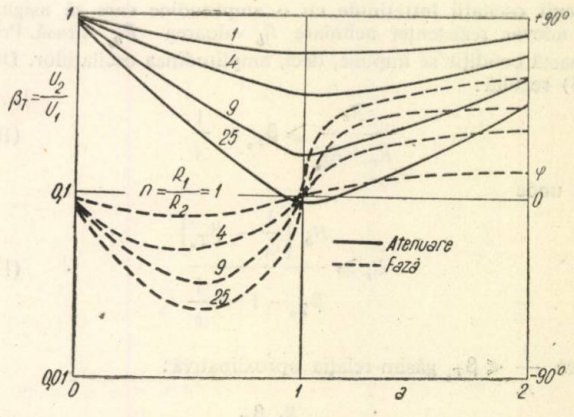


Fig. 3. Caracteristicile de atenuare și fază ale cuadripolului selectiv în T.

semnul său rezultă că $A = -|A|$. Tăind bucla de reacție între punctele a, b și g_1, c_1 (fig. 4) să presupunem aplicată la intrarea amplificatorului o tensiune sinusoidală:

$$U_{g_1 c_1} = u = Ue^{j\omega t}. \qquad (10)$$

La ieșirea amplificatorului va rezulta tensiunea Au, care prin intermediul cuadripolului în T și a divizorului de reacție pozitivă va produce între bornele a și b, tensiunea:

$$U_{ab} = U_a - U_b = \beta_T Au - \frac{R_r}{R_r + R_b} Au \qquad (11)$$

$$U_{ab} = Au\left(\beta_T - \frac{R_r}{R_r + R_b}\right) \qquad (12)$$

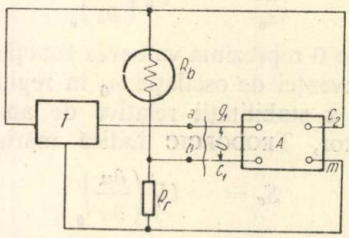


Fig. 4. Circuitul echivalent al oscilatorului

relație care permite să scriem:

$$\mu = \frac{U_{ab}}{U_{g_1 c_1}} = A\left(\beta_T - \frac{R_r}{R_r + R_b}\right). \qquad (13)$$

Condiția de amorsare a oscilațiilor este după cum se știe

$$\mu \gg 1 \qquad (14)$$

de unde rezultă condiția de oscilație:

$$A \gg \frac{1}{\beta_{T_0} - \frac{R_r}{R_r + R_b}}. \qquad (15)$$

De multe ori, în proiectare, problema se poate pune şi invers: Date fiind β_{T_0}, A şi R_{b_0} (R_{b_0} fiind valoarea rezistenţei becului avînd o tensiune determinată la borne) să se găsească valoarea pe care trebuie să o aibă R_r pentru a se obţine în circuit oscilaţii întreţinute cu o amplitudine care să asigure în adevăr rezistenţei neliniare R_b valoarea R_{b_0} aleasă. Prin această condiţie se impune, deci, amplitudinea oscilaţiilor. Din (15) rezultă:

$$\frac{R_r}{R_r + R_{b_0}} \geqslant \beta_{T_0} - \frac{1}{A} \tag{16}$$

de unde

$$R_r \geqslant \frac{R_{b_0}\left(\frac{1}{A} - \beta_{T_0}\right)}{\beta_{T_0} - 1 - \frac{1}{A}} \tag{17}$$

dacă $\frac{1}{A} \ll \beta_{T_0}$ găsim relaţia aproximativă:

$$R_r \approx \frac{R_{b_0}\beta_{T_0}}{1 - \beta_{T_0}}. \tag{18}$$

Dacă amplitudinea oscilaţiilor tinde să crească, în aşa fel încît la bornele rezistenţei neliniare R_b să apară o tensiune mai mare decît cea căreia îi corespunde valoarea R_{b_0}, factorul de reacţie pozitivă, determinat de raportul $\frac{R_r}{R_r + R_b}$ scade sub valoarea necesară pentru întreţinerea oscilaţiilor şi amplitudinea scade din nou la valoarea de regim.

Stabilitatea amplitudinii oscilaţiilor

După K. T. TEODORCIC [8] stabilitatea relativă a amplitudinii U a oscilaţiilor unui oscilator la variaţia unui parametru oarecare ε al circuitului este:

$$\frac{\frac{dU}{U_0}}{\frac{d\varepsilon}{\varepsilon_0}} = \frac{\varepsilon_0\left(\frac{\partial\mu}{\partial\varepsilon}\right)_0}{-U_0\left(\frac{\partial\mu}{\partial u}\right)_0} \tag{19}$$

unde indicele 0 reprezintă valoarea funcţiei respective în jurul frecvenţei de oscilaţie ω_0 în regim staţionar. Ca măsură a stabilităţii relative de amplitudine a unui oscilator, TEODORCIC indică mărimea

$$S_a = -U_0\left(\frac{\partial\mu}{\partial u}\right)_0 \tag{20}$$

care indică în ce măsură sînt reduse efectele variaţiei lui μ, cu variaţia lui ε. Diferenţiind expresia (13) a lui μ, în raport cu amplitudinea tensiunii, găsim:

$$\frac{d\mu}{du} = A\frac{R_r}{(R_r + R_b)^2}\frac{dR_b}{dU}. \tag{21}$$

În regim staţionar al oscilaţiilor, la $A \gg 1$, (aproximaţia de obicei valabilă în practică) relaţia (16) devine:

$$\frac{R_r}{R_r + R_b} \approx \beta_{T_0} \tag{22}$$

ţinînd seama şi de relaţia (7) şi înlocuind în (21) găsim:

$$\frac{\partial\mu}{\partial u} = A\left(\frac{2}{2+n}\right)^2\frac{1}{R_r}\cdot\frac{dR_b}{dU} = A\frac{2n}{(2+n)^2}\frac{1}{R_b}\frac{dR_b}{dU}. \tag{23}$$

Expresia lui S_a (20) devine deci:

$$S_a = \frac{2n}{(2+n)^2}A\frac{U_0}{R_b}\frac{dR_b}{dU_0} \tag{24}$$

sau ţinînd din nou seama de relaţia (7)

$$S_a = \beta_{T_0}(1 - \beta_{T_0}A)\frac{U_0}{R_b}\frac{dR_b}{dU_0}. \tag{25}$$

Este mai util să exprimăm măsura stabilităţii de amplitudine S_a în funcţie de o mărime caracteristică rezistenţei neliniare a becului, în punctul de funcţionare ales, şi anume:

$$\delta_b = \frac{\frac{dR_b}{R_b}}{\frac{dU_b}{U_b}} \tag{26}$$

adică, în funcţie de variaţia relativă de rezistenţă care se produce la o variaţie relativă dată a tensiunii la bornele becului; în acest scop facem transformările:

$$\frac{U_0}{R_b}\frac{dR_b}{dU_0} = \frac{U_0}{U_b}\frac{U_b}{R_b}\frac{dU_b}{dU_0}\frac{dR_b}{dU_b} = \frac{U_0}{U_b}\frac{dU_b}{dU_0}\delta_b \tag{27}$$

Se poate stabili:

$$\frac{U_0}{R_b}\frac{dR_b}{dU_0} = \frac{\delta_b}{1 - \delta_b\left(1 - \frac{U_b}{U_0}\right)} = \frac{\delta_b}{1 - \delta_b\beta_{T_0}}. \tag{28}$$

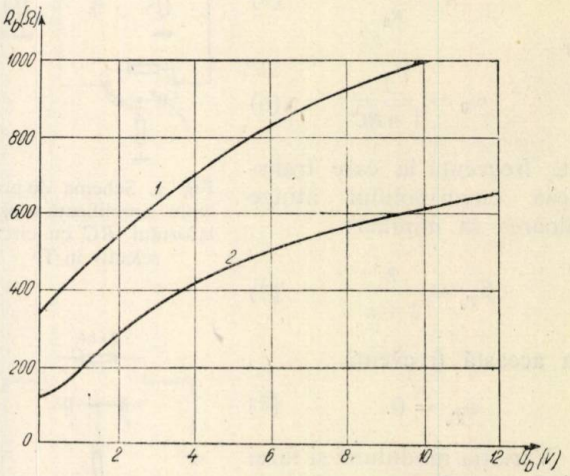


Fig. 5. Variaţia rezistenţei cu tensiunea la bornele becului utilizat pentru stabilizarea amplitudinii oscilaţiilor: *a* — pentru un bec de 220 V, 15 W; *b* — pentru un bec de 48 V, 45 mA.

S-au ridicat experimental caracteristicile $R_b = f(U_b)$ pentru cîteva becuri de putere mică, deci cu o rezistenţă R_b cît mai mare, care se pot găsi curent în ţară. Cele mai mari variaţii de rezistenţă la tensiuni relativ mici la borne, s-au obţinut pentru becurile de 220 V — 15 W (fig. 5, curba *a*) şi pentru beculeţele de semnalizare telefonice, de 48 V, 45 mA (fig. 5, curba *b*) acestea din urmă avînd şi avantajul unor dimensiuni mici. Din caracteristicile

$R_b = f(U_b)$ s'au dedus caracteristicile $\delta_b = f(U)$ prezentate în fig. 6, curba *a* pentru becul de 220 V, 15 W şi în fig. 6, curba *b* pentru beculeţele de 48 V, 45 mA. Se observă că se obţine pentru ambele becuri, un δ_b de acelaşi ordin de mărime ($\delta_b = 0{,}4-0{,}6$) variind puţin cu tensiunea în jurul valorii care dă δ_b maxim. Dacă ţinem seama că şi β_{T_0} care intervine de obicei în acest oscilator este de ordinul

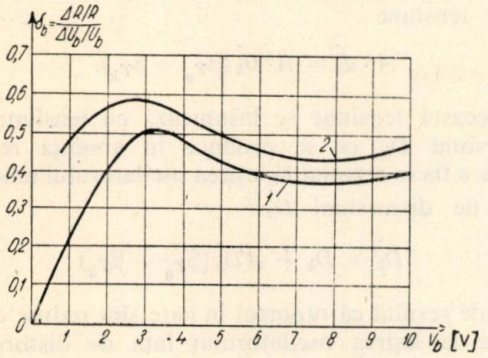


Fig. 6. Variaţia parametrului $\delta_b = \dfrac{\Delta R/R}{\Delta U_b/U_b}$ — cu tensiunea la bornele becului
a — pentru un bec de 220 V, 15 W; *b* — pentru un bec de 48 V, 45 mA.

0,2 — 0,3 rezultă că $\delta_b \beta_T = 0{,}08-0{,}15 \ll 1$, în consecinţă relaţia (28) dă valoare aproximativă:

$$\frac{U_0}{R_b}\frac{dR_b}{dU_0} \approx \delta_b \tag{29}$$

care înlocuită în (25) dă:

$$S_a \approx \beta_{T_0}(1-\beta_{T_0})\,\delta_b A \approx \frac{2n}{(2+n)^2}\,\delta_b A = \sigma \cdot \delta_b \cdot A \tag{30}$$

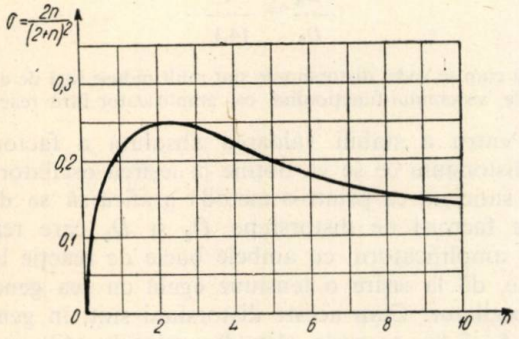


Fig. 7. Variaţia factorului σ — al stabilităţii de amplitudine — cu parametrul *n* al cuadripolului în T.

Din expresia lui S_a rezultă că:

a) stabilitatea de amplitudine a oscilatorului este cu atît mai bună cu cît δ_b este mai mare, deci cu cît este mai neliniară caracteristica becului;

b) stabilitatea de amplitudine a oscilatorului este cu atît mai bună cu cît amplificarea *A* este mai mare, lucru general valabil pentru toţi oscilatorii *RC* de tipuri similare [8];

c) stabilitatea de amplitudine a oscilatorului depinde de valoarea factorului:

$$\sigma = \beta_{T_0}(1-\beta_{T_0}) = \frac{2n}{(2+n)^2}. \tag{31}$$

Variaţia lui σ cu *n* este arătată în fig. 7. Se vede că σ are un maximum pentru $n = 2$, după care scade treptat la creşterea lui *n*, ceea ce ne arată că pentru o cît mai bună stabilitate de amplitudine a oscilatorului, trebuie ca *n* să nu fie mult diferit de 2.

Pentru $n = 4$, $A = 30$, $\delta_b = 0{,}4$, rezultă înlocuind în relaţia (30): $S_a = 2{,}66$.

Stabilitatea frecvenţei oscilaţiilor

După K. T. Teodorcic [8] stabilitatea frecvenţei oscilaţiilor se poate defini ca:

$$\frac{\dfrac{d\omega}{\omega_0}}{\dfrac{d\varepsilon}{\varepsilon_0}} = \frac{\varepsilon_0\left(\dfrac{\partial\psi_\mu}{\partial\varepsilon}\right)_0}{-\omega_0\left(\dfrac{\partial\psi_\mu}{\partial\omega}\right)_0}. \tag{32}$$

Ca măsură a stabilităţii de frecvenţă a oscilatorului, se poate folosi mărimea:

$$S_\omega = -\omega_0\left(\frac{\partial\psi_\mu}{\partial\omega}\right)_0. \tag{33}$$

Înlocuind în expresia (13) a lui μ pe β_T cu expresia sa (2) se obţine pentru ψ_μ expresia:

$$\psi_\mu = \operatorname{arctg}\frac{-an\sqrt{n}-(1-a^2)(R_r+R_b)}{-na^2(2+n)R_r+R_b(1-a^2)^2 n+2a^2(2+n)R_b} \tag{34}$$

admiţînd că, în jurul frecvenţei de oscilaţie, $a = 1$ putem aproxima arcul cu tangenta sa

$$\psi_\mu = \operatorname{arctg} m \approx m \tag{35}$$

$$\left(\frac{d\psi}{da}\right)_{a=1} = -\frac{n\sqrt{n}}{2+n}\,\frac{R_r+R_b}{R_b-\dfrac{n}{2}R_r}, \tag{36}$$

cum însă din relaţia (16) la frecvenţa de oscilaţie:

$$\frac{1}{A} = \beta_{T_0} - \frac{R_r}{R_r+R_b} = \frac{2}{2+n} - \frac{R_r}{R_r+R_b} \tag{37}$$

găsim

$$\frac{R_r+R_b}{R_b-\dfrac{n}{2}R_r} = \frac{2}{2+n}\cdot A \tag{38}$$

înlocuind (38) în (36) rezultă:

$$\left(\frac{d\psi}{da}\right)_{a=1} = -A\frac{n\sqrt{n}}{2+n}\,\frac{2}{2+n} \tag{39}$$

cum $a = \dfrac{\omega}{\omega_0}$; $da = \dfrac{d\omega}{\omega_0}$

$$S_\omega = -\omega_0\left(\frac{\partial\psi_\mu}{\partial\psi}\right)_0 = -\left(\frac{d\psi}{da}\right)_{a=1} = A\frac{n\sqrt{n}}{2+n}\,\frac{2}{2+n}. \tag{40}$$

În expresia (40) a lui S_ω vom nota:

$$\gamma = \frac{2n\sqrt{n}}{(2+n)^2}. \tag{41}$$

Factorul γ care înmulţeşte pe A în expresia lui S_ω variază în funcţie de parametrul n după curba prezentată în fig. 8. Ea prezintă un maximum pentru $n = 6$, pentru care $\gamma_{max} = 0{,}46$, însă γ variază încet cu n. Astfel, la $n = 4$, $\gamma' = 0{,}445$, iar la $n = 10$, $\gamma'' = 0{,}44$. În expresia lui S_ω apare ca factor şi amplificarea A fapt cunoscut pentru oscilatorii RC

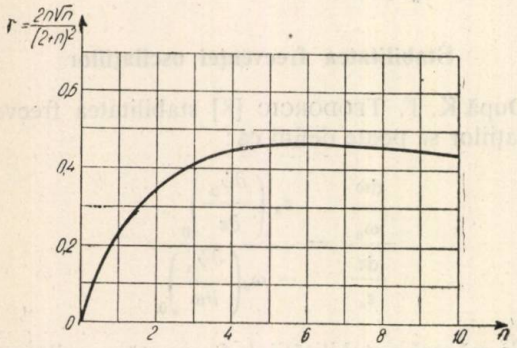


Fig. 8. Variaţia factorului γ — al stabilităţii de frecvenţă — cu parametrul n — al cuadripolului în T.

[8] şi care indică faptul că pentru o cît mai bună stabilitate de frecvenţă a oscilatorului RC, trebuie folosită o amplificare cît mai mare în bucla de reacţie.

Distorsiunile undei generate

După cum s-a arătat anterior la oscilatoarele RC, cu amplitudinea oscilaţiilor stabilizată prin folosirea unei rezistenţe neliniare inerţiale în bucla de reacţie, se poate determina teoretic şi se poate regla experimental amplitudinea oscilaţiilor, impunînd o valoare determinată rezistenţei liniare R_r din bucla de reacţie. Prin aceasta se fixează amplitudinea oscilaţiilor la care valoarea rezistenţei neliniare inerţiale R_b (valoare care creşte odată cu amplitudinea oscilaţiilor) atinge mărimea necesară pentru menţinerea condiţiei de oscilaţie $\mu = 1$. Odată amplitudinea determinată se pot uşor calcula şi distorsiunile undei generate. Pentru calculul distorsiunilor vom folosi metodele elaborate pentru amplificatoarele cu reacţie negativă, ţinînd însă seama că în cazul de faţă avem o reacţie pozitivă neselectivă şi o reacţie negativă — selectivă şi că prin urmare, factorul de reacţie rezultant nu va mai fi acelaşi pentru toate armonicele care constituie distorsiunea.

Dacă în absenţa reacţiilor pozitive şi negative, amplificatorul cuprins în oscilatorul RC, lucrînd cu aceeaşi impedanţă de ieşire şi de intrare ca şi oscilatorul şi dînd o tensiune de ieşire egală cu amplitudinea tensiunii generată de oscilator, produce o tensiune de distorsiuni D_k (k fiind ordinul armonicii) iar ca oscilator, cu cele două reacţii combinate, o tensiune de distorsiune D_k', putem scrie că tensiunea de distorsiune care este întoarsă la intrarea amplificatorului, prin cele două căi de reacţie combinate va fi:

$$d_k' = D_k'\left(\frac{R_r}{R_r + R_b} - \beta_{T_k}\right) \qquad (42)$$

în care β_{T_k} este transmisia (sub forma complexă) a cuadripolului selectiv în T podit pentru armonice de ordinul k. Cum în cazul obişnuit $A \gg 1$, în regim staţionar de oscilaţie, este valabilă relaţia (22) deci relaţia (42) se mai poate scrie:

$$d_k' = D_k'(\beta_{T_0} - \beta_{T_k}). \qquad (43)$$

Tensiunea d_k' este amplificată şi apare la ieşire ca o tensiune

$$A \cdot d_k' = A \cdot D_k'(\beta_{T_0} - \beta_{T_k}). \qquad (44)$$

Această tensiune se însumează cu tensiunea de distorsiuni D_k ce se produce în absenţa reacţiei, pentru a da în rezultat la ieşirea oscilatorului tensiunea reală de distorsiuni D_k':

$$D_k' = D_k + AD_k'(\beta_{T_0} - \beta_{T_k}) \qquad (45)$$

de unde rezultă că raportul în care sînt reduse distorsiunile la ieşirea oscilatorului faţă de distorsiunile la ieşirea amplificatorului cuprins în oscilator, dar cu buclele de reacţie deschise, este:

$$\frac{D_k'}{D_k} = \frac{1}{1 - A(\beta_{T_0} - \beta_{T_k})}. \qquad (46)$$

Pentru a vedea cît de sensibilă este această reducere, să luăm ca şi mai înainte $n = 4$, $A = 30$ şi făcînd calculele pentru β_{T_2} şi β_{T_3} din relaţia (2) introducînd apoi valorile găsite în relaţia (46) găsim pentru armonica a doua:

$$\frac{D_2'}{D_2} = \frac{1}{9{,}5} \qquad (47)$$

iar pentru armonica treia:

$$\frac{D_3'}{D_3} = \frac{1}{14{,}1}. \qquad (48)$$

După cum se vede, distorsiunile sînt mult reduse faţă de distorsiunile sistemului-funcţionînd ca amplificator fără reacţie.

Pentru a stabili valoarea absolută a factorului de distorsiuni ce se va obţine la ieşirea oscilatorului, este suficient ca printr-o metodă grafică să se determine factorii de distorsiune D_2 şi D_3 care rezultă cînd amplificatorul cu ambele bucle de reacţie întrerupte, dă la ieşire o tensiune egală cu cea generată de oscilator. Cum aceste distorsiuni sînt, în general, sub 5—7 %, se vede clar din relaţiile (47) şi (48) de ce oscilatorul RC considerat, dă distorsiuni sub 1 %.

Banda de frecvenţă generată

Banda de frecvenţe în care oscilatorul poate genera satisfăcător, este limitată spre frecvenţele joase de inerţia termică finită a becului folosit ca rezistenţă neliniară, iar spre frecvenţele înalte, de capacităţile parazite ale montajului. În adevăr, la frecvenţele sub circa 20 Hz, inerţia termică a becului nu mai este suficient de mare pentru ca pe durata unei perioade la oscilaţie, valoarea rezistenţei becului să nu se schimbe. În rezultat, la aceste frecvenţe coborîte, caracterul neliniar al rezistenţei becului iese în evi-

denţă sub forma distorsiunii undei generate, distorsiuni cu atît mai mari cu cît frecvenţa este mai coborîtă.

La frecvenţele înalte, pentru funcţionarea corectă a oscilatorului devine supărătoare scăderea amplificării şi defazajul care se produc în amplificator (oscilatorul cu buclele de reacţie tăiate) datorită capacităţilor parazite. În general nu se admite o scădere de amplificare la capetele benzii — mai mare de circa 30 % — pentru a nu se produce variaţii ale amplitudinii şi nestabilităţi ale frecvenţei tensiunii generate. Datorită impedanţei de ieşire foarte mici pe care o prezintă cel de al doilea etaj, cuplat ca repetor catodic

$$Z_{c_2} = \frac{R_i}{\mu + 1} \tag{49}$$

şi anume circa 100—200 Ω cu tuburile de putere folosite de obicei, capacităţile parazite la ieşirea acestui etaj nu sînt, în general, supărătoare. În rezultat, lărgimea de bandă a întregului amplificator care intră în structura oscilatorului, este determinată de lărgimea de bandă a primului etaj. Considerînd scăderea admisibilă de amplificare, de 30 %, rezultă:

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi C_{p_1} R_{a_1}} \tag{50}$$

în care f_{max} este frecvenţa la care amplificarea scade cu 30%; R_{a_1} este rezistenţa de sarcină din placa primului etaj, iar C_{p_1} — capacitatea parazită care apare în paralel cu R_a.

Condiţiile optime de lucru; metoda de proiectare

Condiţiile de lucru ale oscilatorului pot fi considerate optime, atunci cînd asigură în acelaşi timp o bună stabilitate de amplitudine, o bună stabilitate de frecvenţă, distorsiuni mici şi o bandă de frecvenţe generate cît mai largă. Ori, aceste cerinţe sînt contradictorii din punct de vedere al condiţiilor pe care le impun atît parametrilor cuadripolului selectiv, cît şi amplificatorului.

După cum se vede din relaţia (31) la aceeaşi amplificare A, pentru $n > 2$, stabilitatea de amplitudine scade la creşterea lui n. În schimb, din relaţia (41) se vede că pînă la $n = 6$ stabilitatea de frecvenţă creşte la creşterea lui n. În rezultat, condiţiile optime de lucru din punct de vedere al parametrilor cuadripolului se situează la $n = 3 \div 4$, valoare la care stabilitatea de amplitudine poate fi încă considerată satisfăcătoare, iar stabilitatea de frecvenţă nu este prea mică faţă de cea maximă.

Se vede din relaţia (50) că banda de frecvenţă pe care o poate genera oscilatorul este invers proporţională cu R_a, adică cu amplificarea primului etaj. S-a văzut pe de altă parte că stabilitatea de amplitudine (30) şi stabilitatea de frecvenţă (40) sînt direct proporţionale cu A, adică în fond cu amplificarea primului etaj ($A_2 \approx 0{,}75 = \text{const}$ pentru că T_2 lucrează ca repetor catodic). Prin urmare pentru tuburi T_1 şi T_2 date, cu cît o bandă generată este mai largă, cu atît stabilităţile de amplitudine şi de frecvenţă sînt mai reduse.

Admiţînd pentru A o valoare minimă de circa 30 (deci $A_1 \approx 40$) banda de frecvenţe care se poate obţine este de circa 300 kHz, în cazul folosirii pentru T_1 şi T_2 a unor tuburi de recepţie obişnuite (de exemplu T_1 = EF 22 şi T_2 = EBL 21 legat ca triodă sau alte tuburi cu parametri apropiaţi şi banda atinge 2 MHz în cazul folosirii pentru T_1 a unui tub amplificator special pentru banda largă (de exemplu T_1 = 6AC7 sau 6AK5).

Pe baza consideraţiilor de mai sus se poate indica calea de urmat în proiectarea acestui oscilator:

a) Se aleg parametrii circuitului selectiv în T podit (fig. 2) pentru a satisface condiţiile optime găsite mai sus în privinţa stabilităţii de frecvenţă şi de amplitudine (adică se ia $n = 3 \div 4$) şi pentru a acoperi gama de frecvenţe dorită. De obicei, capacităţile C sînt elemente care se aleg variabile (permit o mai bună precizie de etalonare a oscilatorului în frecvenţă) şi anume sînt de cele mai multe ori constituite de un grup de două condensatoare variabile cu aer de 500 pF pe acelaşi ax. Rămîn prin urmare de calculat rezistenţele R şi nR. Din relaţia (6):

$$R = \frac{1}{\sqrt{n}\, 2\pi f C}. \tag{51}$$

b) În funcţie de banda de frecvenţe impusă, se aleg tuburile oscilatorului, important fiind după cum s-a văzut în special primul tub.

c) Se stabileşte estimativ amplitudinea tensiunii generale $U_0 = 10—20$ V (cît poate asigura fără distorsiuni pe o sarcină de 300—800 Ω tubul T_2 ales mai sus) de unde cunoscînd pe β_{T_0} (n a fost ales la pct. a) rezultă R_{b_0} (valoare care se găseşte din curbele fig. 5 pentru rezistenţa beculeţelor — cu tensiunea $U_0(1 - \beta_{T_0})$ la borne.

R_{b_0} fiind acum cunoscut, rezultă R_r din relaţia (18). De obicei R_r se realizează sub forma unui reostat — cu o valoare maximă ceva mai mare decît R_r — rezultat din calculul de mai sus — pentru a permite reglajul exact al amplitudinii tensiunii de ieşire.

d) Fiind acum cunoscute valorile principalelor elemente ale oscilatorului, se poate trece la calculul exact al restului elementelor necesare pentru negativarea grilelor, pentru alimentarea ecranelor, pentru asigurarea cuplajului între etaje etc., ţinînd seamă că toate acestea trebuie să funcţioneze corect în întreaga bandă de frecvenţe pe care va lucra oscilatorul.

Probleme şi precauţii la realizarea constructivă a oscilatorului

Pentru a asigura o amplificare mai constantă spre frecvenţele înalte ale benzii oscilatorului, deci şi a unei amplitudini de ieşire constante, la frecvenţele înalte se poate fie folosi o metodă de compensaţie tipică amplificatoarelor de bandă largă (o inductanţă în circuitul anodic al tubului T_1) fie introduce o mică capacitate ajustabilă — între catodele T_1 şi T_2 — pentru a mări reacţia pozitivă la capătul dinspre frecvenţele înalte ale benzii.

Este însă de menţionat că în cazul folosirii pentru R_r a unui potenţiometru bobinat spre capătul dinspre frecvenţele înalte ale benzii în care lucrează oscilatorul, factorul de reacţie pozitivă, poate să crească datorită reactanţei inductive mărite pe care acest potenţiometru începe să o prezinte. În acest caz nu numai că dispare necesitatea unei mici capacităţi ajustabile între catodele T_1 şi T_2 pentru a compensa amplificarea scăzută a etajului 1 la frecvenţele înalte, dar poate chiar deveni necesară şuntarea reostatului R_r — cu o capacitate de 1 000—2 000 pF — pentru a readuce la valoarea corectă factorul de reacţie pozitivă care eventual a crescut mai mult decît era necesar, ducînd la o creştere a amplitudinii oscilaţiilor la frecvenţele mai înalte din banda oscilatorului.

De asemenea pentru ca în interiorul tuturor gamelor să se producă o cît mai mică variaţie a amplitudinii tensiunii generate, atunci cînd variază frecvenţa de acord, trebuie corectată eventuala inegalitate a celor două capacităţi de acord C la diferite poziţii de deschidere a condensatorului variabil dublu. Efectul este important în special la capătul dinspre frecvenţele înalte ale tuturor gamelor (valoarea minimă a capacităţilor C) şi poate fi eliminat prin şuntarea celor două condensatoare variabile de acord cu cîte un mic condensator ajustabil (10—50 pF) care se reglează la valoarea necesară pentru a asigura egalitatea celor două capacităţi minime, prin aceasta obţinîndu-se o amplitudine constantă în interiorul gamelor.

O altă precauţie de luat în cazul în care se doreşte a se utiliza aceeaşi scală de frecvenţe pentru toate gamele de lucru, este ca rezistenţele R_1 din circuitul selectiv în T să fie şuntate şi ele cu cîte un mic condensator ajustabil (8—30 pF) cu care, o dată capătul dinspre frecvenţe joase al benzilor adus la coincidenţă prin alegerea corectă şi reglajul valorilor rezistenţelor R_1 şi R_2 să se poată aduce la coincidenţă şi capătul dinspre frecvenţe înalte al gamelor pe scală. (Prin aceste mici condensatoare ajustabile, se poate varia puţin frecvenţa de acord a circuitului selectiv în T la capătul dinspre frecvenţele înalte al gamei,

În fine, la realizarea oscilatorului trebuie luate precauţii speciale pentru *o foarte bună ecranare* atît a condensatorului de acord (care este montat izolat faţă de şasiu) cît şi a comutatorului cu grupul de rezistenţe al circuitului selectiv, pentru că toate aceste piese find legate la grila primului tub, deci printr-o impedanţă mare la masă, culeg uşor tensiuni parazite de frecvenţa reţelei, care pot da variaţii mari de amplitudine a tensiunii generate sub forma unor bătăi cu frecvenţa reţelei (50 Hz) atunci cînd oscilatorul este acordat pe o frecvenţă joasă (20—120 Hz), nu mult diferită de frecvenţa reţelei.

Verificări experimentale

În concordanţă cu principiile expuse, s-a proiectat şi s-a realizat experimental un oscilator RC cu circuit selectiv în T, cu tuburile EF22 şi EBL21, funcţionînd în banda de frecvenţă 32 Hz—320 kHz. Schema de principiu completă a acestui oscilator este prezentată în fig. 9. S-a verificat experimental regimul de funcţionare obţinîndu-se rezultate corespunzătoare celor proiectate. S-a verificat experimental constanţa amplitudinii între diferitele game de lucru, de asemenea în interiorul gamelor. S-au obţinut variaţii de amplitudine mai mici de $\pm 5\%$ atît de la o gamă la alta cît şi în interiorul gamelor. S-a făcut verificarea stabilităţii amplitudinii tensiunii de ieşire faţă de variaţia rezistenţei de sarcină R_{a_1} a primului tub. Pe baza relaţiilor (19), (25) şi (26) se găseşte:

$$\frac{dU}{U_0} = \frac{\frac{dR_{a_1}}{R_{a_1}}}{S_a}.$$

Deci, teoretic pentru schema realizată, avînd o valoare $S_a = 2{,}66$, unei variaţii de 10% a valorii lui R_{a_1} trebuie să-i corespundă o variaţie de $\frac{0{,}1}{2{,}66} \cdot 100 = 3{,}75\%$ a tensiunii generate. Experimental, reducîndu-se R_{a_1} de la 20 kΩ la 18 kΩ (deci cu 10%) s-a obţinut o variaţie de 4% a tensiunii generate.

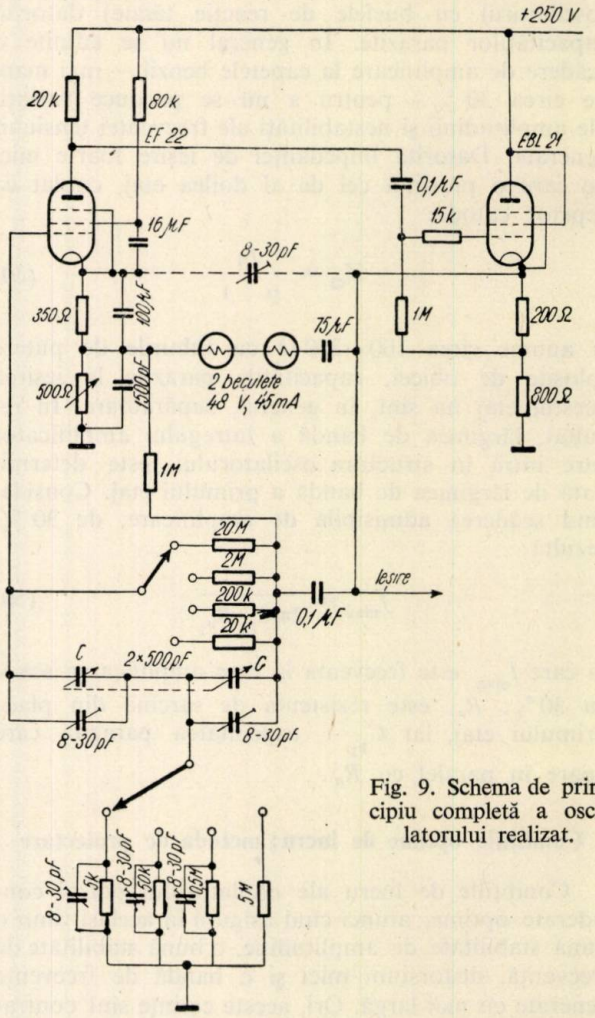


Fig. 9. Schema de principiu completă a oscilatorului realizat.

La variaţia tensiunii anodice de alimentare cu $\pm 10\%$ variaţia amplitudinii generate, la 1 000 Hz, a fost mai mică de $\pm 1\%$, iar variaţia de frecvenţă mai mică de $\pm 0{,}5\,‰$. S-au măsurat de asemenea distorsiunile, întîi cu cele două căi de reacţie întrerupte, şi cu semnal aplicat dinafară între punctele g_1 c_1, pe urmă cu schema funcţionînd ca oscilator. În prima situaţie s-au măsurat distorsiuni de 6% iar în cea de a doua, adică la funcţionare ca oscilator, distorsiunile măsurate au fost sub 1%.

Concluzii

După cum rezultă din relaţiile stabilite şi din verificarea experimentală făcută, oscilatorul analizat, funcţionînd în condiţiile de lucru optime ce s-au determinat, asigură din punctul de vedere al stabilităţii de amplitudine şi de frecvenţă, de asemenea al distorsiunilor şi al benzii de frecvenţe ce pot fi generate, rezultate comparabile cu cele ce se obţin cu alte tipuri de oscilatori RC. Faţă de oscilatorul RC

cu punte Wien oscilatorul analizat, datorită funcţionării unuia din tuburi ca repetor catodic, prezintă avantajul unei impedanţe de ieşire foarte mici, însuşire preţioasă cînd se cere funcţionarea oscilatorului într-o bandă largă de frecvenţe.

Anexa 1: *Determinarea rezistenţelor* R şi nR. Se va lua $n = 4$ şi se presupune că dorim o bandă de frecvenţe generată între aproximativ 30 Hz şi 300 kHz. Admiţînd $C_{max} = 500$ pF şi $C_{min} = 50$ pF, se vede că raportul între f_{max} şi f_{min} în interiorul unei game va fi de 10:1. Prin urmare, întreaga bandă va fi acoperită în 4 game

F	32—320 kHz	3,2—32 kHz	320—3 200 Hz	32—320 Hz
R	5 kΩ	50 kΩ	0,5 MΩ	5 MΩ
nR	20 kΩ	200 kΩ	2 MΩ	20 MΩ

Alegerea tubului. Pentru cazul considerat $f_{max} = 320$ kHz admiţînd o capacitate parazită C_{p1} de circa 25 pF, valoare care nu mai poate fi prea mult redusă, rezultă din relaţia (50) pentru R_{a_1} valoarea:

$$R_{a_1} = \frac{1}{2\pi f C_{p_1} f_{max}} = \frac{1}{2\pi 2{,}5 \cdot 10^{-12} \cdot 3{,}2 \cdot 10^{3}} = 20 \text{ k}\Omega \quad (52)$$

Pentru a obţine o amplificare $A_1 \geqslant 40$, este suficient pentru T_1 un tub cu o pantă $S_1 \geqslant 2$ mA/V, de exemplu tubul EF22. Pentru acesta:

$$A_1 = S_1 R_a = 2 \cdot 20 = 40,$$

valoare satisfăcătoare din punctul de vedere al stabilităţilor.

Tubul T_2 de obicei o pentodă legată ca triodă, funcţionează ca repetor catodic. Principala condiţie impusă acestui tub este să poată produce la ieşire, pe o impedanţă de sarcină relativ mică (300—800 Ω) constituită de R_{c_2} în paralel cu lanţul de reacţie pozitivă ($R_b + R_r$) tensiunea nedistorsionată de ieşire necesară; de 10—20 V (cu alte cuvinte curentul de semnal pe care-l debitează acest tub este de circa 20 mA). Se alege de aceea pentru T_2 un tub de putere de tipul EBL21 — respectiv 6V6 sau 6AG7.

Bibliografie

[1] SULZER, P. G.: *Wide-range RC oscilator*, Electronics, 23 (1950) sept., p. 88.

[2] BONCI-BREUVICI A. M.: *Primenenie electronîh lamp v. experimentalnoi fizike*, Gostehizdat, Moscova, 1954, p. 389

[3] GAMERTSFELDER, G. R., HOLDMAN, I. V.: *Waveforms*, cap. 4, M.I.T. Radiation Lab. Series. vol. 19, Mc. Graw Hill, New York, 1949.

[4] ISAY, C.: *Die Berechnung von R—C Generatoren*, Bull. Schweiz Elt. Ver. 40 (1949) nr. 16, p. 509.

[5] HONELL, P. M.: *Bridged T measurement of high resistances at radio frequencies*, Proc. Inst. Radio Engng. 28 (1940) febr. p. 88.

[6] ASEEV, B. P.: *Fazovîe sootnoşenia v radiotechnike*, Sviazizdat, Moscova, 1951, p. 153.

[7] BROWN, D.A.: *The equivalent Q of R—C networks*, Electronic Engineering 25 (1953) nr. 7, p. 294.

[8] TEODORCIC, K. T.: *Avtokolebatelnîe sistemî*, Gostehizdat, Moscova, 1948, p. 105.

IONEL PURICA*

Introducere în problemele reactorilor nucleari

CZ 621.039.42

Cercetările privind tehnica nucleară iau o dezvoltare deosebită în ultimii ani în toate ţările lumii. Reactorii nucleari au trecut din domeniul cercetării de fizică nucleară în domeniul industriei în ţările mari cu o industrie înaintată, ca U.R.S.S., Anglia, S.U.A. etc

În ţara noastră, una dintre posesoarele de combustibil nuclear, este în curs de a fi pus în funcţiune un reactor experimental de 2 000 kW furnizat de U.R.S.S. Acest reactor formează prima etapă din planul de dezvoltare a tehnicii nucleare la noi, dînd posibilitatea efectuării a numeroase cercetări de fizică şi tehnică nucleară necesare pentru dezvoltările ulterioare ale posibilităţilor interne de utilizare a energiei nucleare.

În prezenta lucrare se face o introducere în problemele specifice reactorilor nucleari. Se trec în revistă caracteristicile mai importante ale reactorilor pentru a putea apoi contura problemele de cercetare necesare pentru proiectarea şi construcţia reactorilor, subliniind diversitatea problemelor ce trebuie rezolvate şi domeniile numeroase ale tehnicii care trebuie să concure la rezolvarea lor. În cadrul acestor tehnici un rol important îl are electronica şi automatizările.

* Ing. I. PURICA este şef de secţie la Institutul de Fizică Atomică al Academidi R.P.R.

Reacţia de fisiune

Funcţionarea reactorilor nucleari se bazează pe reacţia nucleară de fisiune a nucleelor izotopilor: uraniu 235, care se găseşte în uraniu natural în cantitate de 0,71 % împreună cu izotopul uraniu 238; uraniu 233 care rezultă din transformarea thoriului 232 în urma bombardării cu neutroni în reactori şi plutoniu 239 care rezultă în acelaşi mod din uraniu 238. Importanţa industrială deosebită a reacţiei de fisiune a acestor izotopi constă în faptul că atît uraniul natural cît şi thoriul se găsesc pe glob în cantităţi apreciabile.

Fisionarea nucleelor are loc în urma pătrunderii unui neutron în nucleu. Fisionarea nucleului intermediar, rezultat în urma pătrunderii neutronului în nucleu, dă naştere la:

2-3 neutroni cu energie cinetică medie de 2 MeV, care la rîndul lor pot produce noi fisiuni făcînd posibilă amorsarea unei reacţii în lanţ;

două nuclee (de exemplu lantan $_{57}La^{147}$ şi brom $_{35}Br^{87}$) care au fiecare o energie cinetică variind între 65 şi 97 MeV.

Această energie se transmite prin şocuri atomilor mediului în care are loc fisiunea apărînd macroscopic sub formă de energie termică. Fisionarea unui kilogram de uraniu 235 produce o energie termică de $2{,}3 \cdot 10^7$ kWh.

Nucleele rezultate din fisiune sînt instabile, se dezintegrează dînd naştere la o serie de izotopi radioactivi ai elementelor cu greutate atomică medie. Datorită prezenţei acestor radio-

izotopi, în mediul în care are loc fisiunea apar puternice radiaţii gama şi beta. O parte din produsele de fisiune ca xenonul Xe şi samariul Sm absorb puternic neutroni.

Reactorii nucleari sînt dispozitivele tehnice în care se poate amorsa şi întreţine o reacţie de fisiune în lanţ în scopul producerii unor fluxuri puternice de neutroni necesari cercetătorilor şi producerii de radioizotopi (reactori de cercetare), fie în scopul producerii de elemente fisionabile care nu se găsesc în natură, din uraniu 238 şi thoriu 232 (reactori de producţie), fie în scopul utilizării energiei termice care apare la fisiune, sub formă termică sau transformată în energie electrică (reactori de putere sau energetici).

Interacţiunea dintre neutroni şi nuclee. Secţiune efectivă

Pentru realizarea constructivă a reactorilor nucleari este necesar să se aprecieze cantitativ care este probabilitatea ca un neutron să pătrundă într-un nucleu de izotop fisionabil şi să producă fisiunea acestuia. De asemenea este necesară cunoaşterea proceselor de interacţiune dintre neutroni şi nucleele tuturor materialelor care sînt utilizate în construcţia reactorilor. Pentru aceasta se atribuie nucleului o anumită secţiune efectivă pe care acesta o opune ca o ţintă neutronului cu care interacţionează.

Secţiunea efectivă σ a nucleului este proporţională cu probabilitatea ca neutronul să interacţioneze cu nucleul şi să dea un proces bine determinat. Ea se măsoară în barni [1]).

Procesele care pot apare în urma interacţionării unui neutron cu un nucleu oarecare pot fi: simple şocuri elastice între neutron şi nucleu (împrăştiere), şocuri neelastice în care o parte din energia cinetică a neutronului se transmite sub formă de energie de excitare a nucleului, absorbţia sau captura neutronului de către nucleu urmată de producerea unui nucleu instabil radioactiv şi absorbiţia neutronului de către nucleu urmată de fisionarea acestuia. Experienţa a arătat că secţiunile efective pentru aceste procese depind de energia cinetică pe care o are neutronul, considerînd nucleul în repaus. Astfel procesul de fisiune este mai probabil la energii mici ale neutronilor (secţiune efectivă 580 barni la 0,025 eV) decît la energii mari (secţiune efectivă 1,4 barni la 1 MeV).

Curbele de variaţie a secţiunii efective de absorbţie cu energia neutronilor prezintă în jurul anumitor valori ale energiei, vîrfuri de rezonanţă. De exemplu, pentru energia de 6-7 eV secţiunea efectivă de absorbţie a nucleelor de uraniu 238 este de ordinul zecilor de mii de barni.

În tabela 1 sînt date secţiunile efective pentru energii termice 0,025 eV şi pentru 1 MeV la U^{235}, U^{238} şi uraniu natural.

Cunoaşterea curbelor de variaţie a secţiunilor efective cu energia neutronilor, ridicate experimental este necesară pentru tehnica proiectării şi construcţiei reactorilor nucleari. Explicarea aspectelor acestor curbe şi a rezonanţelor pentru diverşi izotopi este o problemă de fizică şi face necesară utilizarea întregului utilaj, teoretic al fizicii moderne (mecanica cuantică, statistică, relativitate etc.), fiind direct legată de explicarea structurii nucleului şi a forţelor nucleare.

[1]) 1 barn = 10^{-24} cm^2.

Tabela 1

Secţiunile efective pentru neutroni termici (0,025 eV) şi rapizi 1 MeV ale izotopilor uraniului

Secţiunea efectivă în barni	de fisiune σ_f		de capturpă σ_c		de împrăştiere σ_s	
Energia, în eV	0,025	10^6	0,025	10^6	0,025	10^6
Uraniu 235 (U^{235})	5,80	1,4	107	0,1	8,2	—
Uraniu 238 (U^{238})	0,00	0,03	2,8	0,2	8,2	—
Uraniu natural	3,92	0,04	3,5	0,2	8,2	4,0

Amorsarea reacţiei în lanţ. Masă critică

Pentru realizarea unei reacţii în lanţ este necesar ca cel puţin unul dintre neutronii rezultaţi la fisiunea unui nucleu de U^{238} să ajungă să provoace o nouă fisiune. La începutul construirii reactorilor nucleari nu se dispunea de substanţă fisionabilă decît sub formă de uraniu natural (99,3 % U^{238} şi 0,7 % U^{235}), metalic sau sub formă de bioxid de uraniu. Datorită absorbţiei foarte puternice de neutroni în uraniu 238 pentru domeniul de energii de ordinul electron-volţilor şi a faptului că secţiunea efectivă de fisiune la uraniu 235 este sensibil mai mare la neutroni cu energii termice, pentru ca să se poată realiza o reacţie în lanţ care să se autoîntreţină, a fost necesar ca neutronii rapizi (2 MeV) rezultaţi la fisiune să fie încetiniţi pînă la energii termice ($<$0,3 eV) pe cît posibil fără să sufere şocuri cu uraniu 238. Încetinirea neutronilor are loc în urma şocurilor elastice sau neelastice cu nucleele. Substanţele utilizate în acet scop se numesc moderatoare. Condiţiile enumerate mai sus impun ca să se dispună uraniul sub formă de bare sau plăci aşezate într-o reţea în substanţa moderatoare. Reactorii cu o astfel de structură se numesc reactori heterogeni.

Cea mai bună încetinire o dau şocurile cu nuclee care au practic aceeaşi masă cu neutronul (nucleu de hidrogen) deoarece în urma unui singur şoc neutronul poate transmite acestuia toată energia cinetică. Datorită însă secţiunii de absorbţie relativ mari (σ_a = 0,3 barni) care face să se piardă un număr mare de neutroni prin absorbţie în moderator, nu este posibilă amorsarea unei reacţii în lanţ autoîntreţinută în reţele de uraniu natural şi moderator hidrogen, sub formă de apă obişnuită (H_2O) [8]. De aceea în primii reactori s-a utilizat pentru încetinire carbonul sub formă de grafit ($\sigma_a = 4{,}5 \cdot 10^{-3}$ barni) şi deuteriul sub formă de apă grea (D_2O).

Determinarea dimensiunilor barelor şi parametrilor reţelei se face urmărind viaţa unui neutron din momentul apariţiei lui în urma unei fisiuni pînă cînd este absorbit în U^{235} şi dă o nouă fisiune. Viaţa medie a neutronilor este de ordinul 10^{-3} s la reactorii cu grafit şi de ordinul 10^{-5} s la cei cu apă. Se poate considera că neutronii apar în generaţii succesive. Procesele la care sînt supuşi neutronii sînt aceleaşi în decursul fiecărei generaţii. Se poate, deci, vorbi de ciclul neutronilor în reactor.

Dacă se consideră toţi neutronii termici n care există în reactor la un moment dat, aceştia pot fi absorbiţi, fie în moderator, fie în uraniu. Se notează cu f probabilitatea ca neutronii să fie absorbiţi în uraniu şi se numeşte factor de utilizare termică. Acest factor scade cu creşterea cantităţii de moderator la aceeaşi cantitate de uraniu, deoarece creşte absorbţia în moderator. Numărul neutronilor absorbiţi în uraniu va fi nf. Numărul neutronilor rapizi produşi de un neutron termic absorbit în uraniu se notează cu η şi se numeşte factorul de multiplicare al combustibilului. Pentru uraniul natural $\eta = 1{,}32$, iar pentru uraniu 235 este 2,16. Astfel numărul neutronilor rapizi produşi este $nf\eta$. Aceştia se încetinesc. In timpul încetinirii ei trec prin energiile la care au loc absorbţiile de rezonanţă ale uraniului 238. Se notează cu p probabilitatea de evitare a absorbţiei de rezonanţă în uraniu 238. Numărul de neutroni care au ajuns termici va fi $nf\eta p$. Pentru a ţine seama de faptul că neutronii rapizi pot produce fisiuni în uraniu 235 şi 238 se mai înmulţeşte cu ε factorul de multiplicare la neutroni rapizi. La sfîrşitul unui ciclu vom avea $n_1 = nf\eta p\varepsilon$ neutroni termici.

Raportul dintre numărul neutronilor de la sfîrşitul unui ciclu n_1 şi cel de la începutul lui n, se numeşte factor de multiplicare în mediu infinit, dacă nu ţinem seama de pierderile de neutroni prin scăpare în afara volumului reactorului ceea ce este echivalent cu a considera volumul reactorului infinit:

$$k_\infty = \frac{n_1}{n} = f\eta p\varepsilon. \qquad (1)$$

Dacă ţinem seama că neutronii se pot pierde prin scăpare şi notăm cu P probabilitatea ca să nu se piardă prin scăpare, atunci la sfîrşitul ciclului numărul acestora va fi $n_1' = n_1 p$ şi împărţind cu n se defineşte factorul de multiplicare efectiv

$$k = k_\infty P = f\eta p\varepsilon P. \qquad (2)$$

Cei patru multiplicatori (f,η,p, ε) din formula (1) se pot determina în funcţie de secţiunile efective ale materialelor utilizate în construcţia reactorului şi geometria reţelei. Factorul de utilizare termică, scade cu creşterea raportului cantităţii de moderator şi uraniu, iar probabilitatea de evitare a capturii de rezonanţă creşte deoarece numărul de nuclee de uraniu scade în raport cu numărul de nuclee de moderator, deci scade probabilitatea ca neutronul să lovească un nucleu de U^{238} şi să fie capturat.

Variaţia în sens opus a acestor doi factori face ca să existe un raport optim între cantitatea de moderator şi combustibil pentru care k_∞ este maxim. Acest raport este direct legat de parametrii geometrici ai reţelei şi de dimensiunile barelor.

Condiţia realizării unui k_∞ maxim stabileşte caracteristicile geometrice ale reţelei pentru materiale (combustibil şi moderator) date şi în acelaşi timp stabileşte o anumită valoare pentru k_∞. La reactorii cu uraniu natural şi grafit k_∞ maxim are aproximativ valoarea 1,07 iar la cei cu apă grea 1,15—1,2. Pentru ca într-o reţea cu dimensiuni finite să se menţină o reacţie în lanţ autoîntreţinută, este necesar ca numărul neutronilor la sfîrşitul fiecărui ciclu să fie acelaşi, adică să avem un regim staţionar ceea ce înseamnă $k = 1$. Această condiţie se numeşte condiţia de criticitate. Cum k_∞ este dat, condiţia de criticitate ne impune o valoare pentru probabilitatea P ca neutronul să nu se piardă prin scăpare. Această probabilitate este direct legată de dimensiunile reactorului şi de drumul mediu pe care îl parcurge neutronul în volumul activ din momentul cînd se naşte şi pînă cînd este absorbit.

Obişnuit, drumul mediu parcurs de neutron se împarte în două şi este determinat de caracteristicile nucleare ale materialelor utilizate:

drumul mediu pe care îl parcurge neutronul din momentul cînd se naşte ca neutron rapid şi pînă cînd încetinindu-se ajunge la energii termice; această distanţă medie se dă prin mărimea proporţională cu media patratelor ei care se chiamă vîrsta Fermi a neutronilor termici τ [cm^2];

drumul mediu pe care îl parcurge neutronul ca neutron termic, pînă cînd este absorbit în volumul activ, care se dă prin parcursul de difuzie L^2 [cm^2] mărime proporţională cu media pătratelor lui.

Cu cît τ şi L^2 sînt mai mari cu atît probabilitatea de scăpare a neutronului este mai mare; deci P mai mic, la un volum cu dimensiuni date. Pentru reactorii cu grafit $\tau \sim 400$ cm^2 şi $L^2 \sim 290$ cm^2.

Volumul activ la reactorii cu grafit şi uraniu natural în cazul cînd forma este cubică pentru ca să se îndeplinească condiţia de criticitate sînt de circa $8 \times 8 \times 8$ m. Pentru reactorii cu apă grea ($\tau \sim 120$ cm^2 şi $L^2 \sim 700$ cm^2) dimensiunile critice în cazul unui cilindru sînt circa 1 m diametru $\times$ 1 m înălţime.

Pentru micşorarea pierderilor de neutroni din volumul activ se dispune în jurul acestuia un strat reflector utilizînd acelaşi material ca pentru moderator. Prezenţa reflectorului reduce dimensiunile liniare ale volumului activ cu 10—15 %. Dimensiunilor critice ale volumului activ le corespund o anumită cantitate de substanţă fisionabilă U^{235} numită masă critică.

În prezent substanţele fisionabile se pot fabrica în ţările mari (U.R.S.S., S.U.A., Anglia) sub formă de uraniu îmbogăţit în uraniu 235 (de la cîteva procente pînă la 99,0 %, adică izotop 235 pur), prin diferite metode: difuzia hexafluorurii de uraniu natural, separare electromagnetică etc. Pe de altă parte în reactorii de producţie se fabrică plutoniu 239 în cantităţi industriale.

Utilizarea elementelor combustibile din uraniu îmbogăţit face ca factorul de multiplicare al combustibilului η să crească de la 1,32 pînă la 2,12 în cazul uraniului 235 pur, iar pentru plutoniu curat $\eta \sim 1{,}95$. În acelaşi timp micşorarea conţinutului în izotop 238 face să crească factorul de utilizare termică şi probabilitatea de evitare a absorbţiei de rezonanţă.

Cu uraniu îmbogăţit (10 % în U.R.S.S., 20 % în S.U.A.) s-au construit reactori heterogeni cu apă obişnuită care au dimensiunile volumului activ, în cazul formei cilindrice, de 50 cm diametru şi 50 cm înălţime, şi mai mici.

De asemenea se construiesc reactori în care combustibilul sub formă de sulfat de uranil (SO_4UO_2) se găseşte dizolvat în apă. Asemenea reactori se numesc reactori omogeni. În ultimii ani s-au făcut experienţe în vederea construirii unor reactori în care combustibilul să circule sub formă de pulbere, prin volumul activ.

Tabela 2

Cele mai mici mase critice şi volume critice la soluţii omogene cu uraniu şi plutoniu în vase cilindrice [6, 7]

Izotopul	Compusul chimic *)	Masa minimă g	Volum minim l
U^{235}	UO_2F_2	800	6,35
U^{233}	UO_2F_2	588	3,50
Pu^{239}	$Pu(NO_3)_4$	690	—

*) Soluţie în apă.

Fluxul de neutroni şi puterea reactorului

În volumul activ în timpul funcţionării reactorului se vor găsi neutroni care se împrăştie în toate direcţiile în urma şocurilor elastice cu nucleele combustibilului şi moderatorului. Se poate considera că în volumul activ avem un gaz de neutroni într-un mediu care împrăştie, absoarbe şi produce neutroni. Gazului de neutroni i se poate aplica ecuaţia lui Boltzman. Caracterizarea cantitativă a gazului de neutroni se face prin fluxul de neutroni Φ care este numărul de neutroni care străbat o suprafaţă de 1 cm^2 într-o secundă venind din orice direcţie şi avînd orice energie cinetică.

Importanţa fluxului de neutroni este dată de faptul că numărul interacţiunilor dintre neutroni şi nucleele cuprinse într-o suprafaţă de 1 cm^2 şi o grosime foarte mică este proporţional cu numărul nucleelor cuprinse în acest volum, cu numărul neutronilor care străbat într-o secundă din orice direcţie suprafaţa respectivă şi cu secţiunea efectivă caracteristică interacţiunii date.

Fluxul de neutroni la un reactor dat are o anumită distribuţie spaţială $\Phi(x, y, z)$ caracteristică structurii volumului activ şi formei acestuia. Se obişnuieşte să se caracterizeze reactorul prin valoarea medie a fluxului pentru tot volumul activ $\overline{\Phi}$ numit flux mediu de neutroni. Deoarece secţiunile efective de absorbţie şi fisiune sînt funcţii de energie este foarte importantă cunoaşterea distribuţiei după energie a fluxului de neutroni sau a densităţii de neutroni $n(x, y, z)$ neutroni/cm^3. Pentru reactori termici aceasta este foarte apropiată de distribuţia Maxwell a moleculelor unui gaz, la temperatura de funcţionare. Spectrul fluxului de neutroni este determinat de construcţia volumului activ, de natura moderatorului şi de raportul dintre cantitatea de moderator şi combustibil. După spectrul energetic al fluxului, reactorii se pot împărţi în trei categorii: termici, cu o valoare medie a energiei neutronilor de 0,025 eV, epitermici cu valoarea medie a energiei de ordinul eV şi rapizi cu o energie medie de 10^5-10^6 eV.

În orice reactor numărul de fisiuni care are loc pe secundă va fi proporţional cu numărul de nuclee de element fisionabil din volumul activ cu secţiunea de fisiune medie pentru tot spectrul fluxului din reactor $\overline{\sigma}_f$ şi cu fluxul mediu de neutroni $\overline{\Phi}$. Cum fiecare fisiune produce o energie medie de 197 MeV între fluxul mediu $\overline{\Phi}$ [neutroni/cm^2s], masa critică M [kg] (de exemplu U^{235}) şi puterea reactorului P [kW] se verifică imediat că există relaţia:

$$\overline{\Phi} = \frac{1{,}2 \cdot 10^{13}}{\overline{\sigma}_f} \cdot \frac{P}{M}. \qquad (3)$$

Fluxul de neutroni este direct proporţional cu puterea reactorului. Pentru un reactor dat, limitarea puterii de funcţionare este dată de încălzirea la temperaturi mari a volumului activ. Pentru a putea obţine fluxuri mari necesare pentru reactorii experimentali de cercetare se impune preluarea energiei termice produse în reactor cu ajutorul unui agent termic, care să circule în jurul elementelor combustibile la reactorii heterogeni sau în serpentine la reactorii omogeni. Se utilizează şi circularea soluţiei combustibil moderator prin schimbătoare de căldură la reactorii omogeni. Ca agenţi termici se utilizează apă, apă grea, bioxid de carbon sau heliu, la reactori, termici. La reactorii rapizi se utilizează, în speciali sodiu lichid sau aliaje lichide (Na-K) deoarece datorită greutăţii atomice relativ mari nu produc termalizarea neutronilor. În afară de caracteristicile termice care se cer agenţilor termici obişnuiţi, în cazul reactorilor, fluidele de răcire trebuie să aibă o secţiune de absorbţie foarte mică pentru a micşora pierderile de neutroni. În cazul reactorilor energetici preluarea energiei termice care se utilizează în circuitele termice ale centralei electrice este de o deosebită importanţă. Pentru a evita atingerea unor temperaturi mari în interiorul barelor combustibile este necesar să se asigure o suprafaţă de contact mare între combustibil şi fluidul de răcire. Pentru aceasta uraniul, în special cel îmbogăţit, se utilizează sub formă de aliaje cu aluminiu, fier sau zirconiu.

Tabela 3

Componentele reactorului nuclear

Componente	Materiale utilizate	Funcţia
Combustibil nuclear	uraniu 233 uraniu 235 plutoniu 239	menţine reacţia în lanţ
Diluantul combustibilului	uraniu 238 thoriu 232	absorbe excesul de neutroni pentru a genera nou combustibil nuclear
	aluminiu zirconiu fier	face posibilă realizare unei suprafeţe suficiente în vederea asigurării transferului de căldură.
Moderator	carbon apă obişnuită apă grea beriliu oxid de beriliu	reduce energia neutronilor de fisiune pînă la energii termice
	aer, heliu apă obişnuită apă grea sodiu lichid aliaje sodiu – potasiu cu punct de topire scăzut, bismut	preluarea şi transportarea căldurii generate în elementele active cu combustibil
Elemente de control	cadmiu bor hafniu	compensarea excesului de reactivitate şi reglajul puterii respectiv fluxul de neutroni
Elemente constructive	aluminiu zirconiu oţel inoxidabil	
Protecţia	apă obişnuită betoane grele şi betoane cu barită sau limonită	asigură protecţia personalului contra radiaţiilor (neutroni şi raze γ).

Intreţinerea reacţiei în lanţ. Reglajul reactorilor

Pentru ca starea critică a reactorului să poată fi menţinută în decursul funcţionării reactorului la o putere dată, este necesar să se prevadă o cantitate iniţială de uraniu 235 mai mare decît cea critică, pentru a compensa dispariţia în timp a acestuia prin fisiune şi otrăvirea reactorului prin apariţia produselor de fisiune care absorb neutroni stricînd bilanţul iniţial al neutronilor care asigura $k = 1$. Prezenţa unei mase de U^{235} mai mare decît cea critică face ca să avem $k > 1$, deci, în fiecare ciclu să apară neutroni suplimentari adică o creştere continuă a puterii reactorului.

Dacă durata unui ciclu este t_0 [s] şi numărul de neutroni în momentul t este n, numărul de neutroni suplimentari pe ciclu este $(k\text{-}1)\,n$, pe secundă $(k-1)\,\frac{n}{t_0}$ şi în intervalul diferenţial dt:

$$dn = (k-1)\,n\frac{dt}{t_0}$$

Integrarea ecuaţiei ne dă:

$$n = n_0 e^{\frac{t}{T}} \qquad (4)$$

unde $T = \frac{t_0}{\rho}$ este constanta de timp sau perioada reactorului, iar $\rho = k-1$ se numeşte reactivitate.

Cum $t_0 \sim 10^{-3} - 10^{-5}$ s constanta de timp este foarte mică şi creşterea fluxului de neutroni, deci creşterea puterii reactorului ar avea loc rapid conducînd la distrugerea volumului activ.

Pentru aceasta excesul de masă critică se compensează prin introducerea unor absorbanţi de neutroni ca borul sau cadmiu sub formă de bare, numite bare de compensare.

Trecerea reactorului de la o putere la alta se realizează prin modificarea reactivităţii ρ. Pentru $\rho > 0$ puterea creşte şi pentru $\rho < 0$ scade.

Reglarea reactorilor se face cu bare de reglaj speciale de oţel cu bor. Mişcările mecanice ce pot fi date barelor de reglaj nu ar putea satisface reglajul reactorilor dacă constanta de timp a acestora ar fi dată de viaţa neutronilor de fisiune. O parte din neutroni însă, apar după fisiune, fiind daţi în urma dezintegrării produselor de fisiune (neutroni întîrziaţi). Perioada de dezintegrare medie pentru produsele de fisiune care dau neutroni întîrziaţi este de ordinul $t_i = 12{,}5$ s.

Reactori termici Tabela 4

Combustibil	Moderator	Răcire	Tara	Indicele reactorului	Cantitate combustibil	Cantitate moderator	Dimensiuni volum activ	Putere kW	Flux n/cm² s	Utilizare
Uraniu natural	grafit (C)	aer	S.U.A	X 10	47,63 t(U) 343 kg U^{235}	612,5 t	cub 7,3×7,3×7,3m	3 800	$1{,}4\cdot10^5$	experimental
		(CO_2)	Anglia	Centrala Calder Hall	120 t(U) 910 kg U^{235}	1146 t	cilindru 9,1m ⌀ ×6,4m	180 000	—	energetic şi producţie
	apă grea (D_2O)	apă (H_2O)	Canada	NRX	10,5 t (U)	18 t	cilindru 2,60m ⌀ ×3,15m	200 000	—	
Uraniu îmbogăţit sub formă de bare sau plăci	grafit (C)	apă (H_2O)	U.R.S.S.	RFT	5 kg U^{235}		cilindru 0,26m ⌀ ×0,2m	10 000	$8\cdot10^{13}$	experimental
		apă grea (D_2O)	S.U.A.	LPRR	4 kg U^{235}	0,35 t	cilindru 1,14m ⌀ ×1,0m	150	$1{,}2\cdot10^{12}$	experimental
	apă grea (D_2O)	apă grea (D_2O)	U.R.S.S.	—	1,5 kg U^{235}	~ 6 t	cilindru 1,75 ⌀ ×1,5m	500	$2\cdot10^{12}$	
Reactori heterogeni	apă (H_2O)	apă (H_2O)	U.R.S.S.	VVR	3,5 kg U^{235}		cilindru 0,4m ⌀ ×0,5m	2 000	$1\cdot10^{13}$	experimental
			S.U.A.	MTR	2,98 kg U^{235}		0,38×0,69×0,61m	30 000	$2\cdot10^{14}$	experimental
	organici	fără	S.U.A.	TTR	2,6 kg U^{235}	ulei de parafină	cilindru 0,45 ⌀ ×0,45m	100	$1{,}6\cdot10^9$	experimental
Uraniu îmbogăţit	apă (H_2O)	prin circularea combustibilului	S.U.A.	HRE	1,6–2,1 kg U^{235} (SO_4UO_2)	$SO_4\,UO_2$ în apă	sferă 0,47m ⌀	1 000	$2\cdot10^{13}$	experimental
Reactori omogeni	poli-etilen	fără	S.U.A.	AGN-201	3 kg uraniu 20% îmbogăţit	polietilenă 11 kg	cilindru 0,253 ⌀ ×0,24m	0,0001	$4{,}5\cdot10^6$	experimental

Deci, $\beta = 0{,}0075$ din neutronii care apar în urma fisiunii vor apare după un timp mediu de 12,5 s. Aceasta face ca pentru reactivităţi mici $\rho < 0{,}0075$ perioada reactorului să aibe forma:

$$T \simeq \frac{t_0 + \beta t_i}{\rho}. \qquad (5)$$

Cum $\beta t_i \sim 0{,}1 \gg t_0$ perioada reactorului este dată de perioada neutronilor întîrziaţi. Dacă $\rho > 0{,}0075$ perioada reactorului este dată de viaţa neutronilor de fisiune t_0. Aceasta înseamnă că limita maximă în care se poate varia reactivitatea în cursul reglajului este $\rho < 0{,}0075$.

Pentru a preveni creşterile reactivităţii peste această valoare din defecte de manipulare sau reglaj, creşteri foarte periculoase, reactorii se prevăd cu o serie de bare de siguranţă care sînt introduse în reactor atunci cînd ρ depăşeşte o anumită valoare, sau puterea, respectiv fluxul de neutroni, depăşeşte o valoare stabilită în raport cu puterea de funcţionare, sau apar alte defecţiuni (în instalaţiile de răcire etc.). Barele de siguranţă asigură protecţia reactorului.

Stabilitatea reactorilor este asigurată, de faptul că reactivitatea este funcţie de temperatură

$$\rho = \rho_0 - \Gamma \cdot T \qquad (6)$$

în care $\Gamma \sim 10^{-5}$ grad^{-1}.

Creşterea reactivităţii conduce la creşterea puterii, respectiv a temperaturii. Creşterea temperaturii face să scadă reactivitatea pînă la anularea ei. Pe baza acestui fapt s-au proiectat reactori în care se produce vaporizarea apei prin fierbere al căror reglaj este asigurat prin temperatura vaporilor.

Utilizarea reactorilor şi aspecte constructive

Reactorii de cercetare şi de producere de izotopi sînt cei mai numeroşi în stadiul actual de dezvoltare a reactorilor. Ei sînt utilizaţi, în primul rînd, pentru a asigura fluxurile de neutroni şi raze gama necesare cercetărilor fundamentale în domeniul fizicii nucleare, pentru cercetări în vederea construirii de noi reactori de producţie sau energetici şi pentru producere de izotopi. Construcţia lor este adecvată scopului lor adică producerii unui flux de neutroni cît mai mare pentru o masă critică şi o putere cît mai mică. Energia produsă de reactor nu interesează. Pentru a face accesibil fluxul de neutroni se prevăd în jurul volumului activ o serie de canale care trec prin reflector şi protecţie iar pentru cercetări cu neutroni puternic termalizaţi se prevede o coloană termică sub forma unei prisme de grafit tangentă volumului activ.

Relaţia (3) arată că pentru obţinerea unor fluxuri mari de neutroni la o putere mică este necesar ca masa critică M să fie mică sau $\bar{\sigma}_f$ să fie mai mic. Cum M are o valoare minimă necesară funcţionării reactorului, creşterea fluxului nu se poate obţine decît prin construirea de reactori rapizi. Din tabela 1 se vede că raportul dintre $\bar{\sigma}_f$ pentru domeniul de energii termice şi $\bar{\sigma}_f$ pentru 1 MeV este de ~ 290. Astfel, la o putere de 2 000 kW şi o masă critică de 4 kg U^{235} cît are reactorul experimental cu apă şi uraniu îmbogăţit 10% din U.R.S.S. se obţine un flux de $\sim 10^{13}$ neutroni/cm^{2}s. Pentru aceeaşi putere şi cantitate de U^{235} într-un reactor cu neutroni rapizi se pot obţine fluxuri de ordinul $3 \cdot 10^{15}$ neutroni/cm^{2}s. În schimb, costul reactorului creşte datorită necesităţii de a utiliza uraniu puternic îmbogăţit sau plutoniu.

În S.U.A. s-au făcut o serie de experienţe cu ansamble critice din plutoniu, denumite Godiva şi Topsy, formate din două semisfere a căror asamblare de scurtă durată conduce la reactivitate mare. În felul acesta se pot produce fluxuri de neutroni, în impulsuri, atingînd valori de 10^{16} neutroni/cm^2 s în timpuri de 50 μs.

La Institutul unificat de cercetări nucleare de la Dubna (U.R.S.S.), urmează să fie pus în funcţiune în anii următori un reactor care să dea fluxuri sub formă de impulsuri, de ordinul 10^{18} neutroni/cm^2 s.

Reactorii de producţie au ca scop transformarea uraniului 238 în plutoniu 239 sau a thoriului 232 în uraniu 233. Pentru aceasta este necesar ca un număr cît mai mare de neutroni să fie absorbiţi în uraniu 238. Ei sînt caracterizaţi printr-un factor de evitare a capturii de rezonanţă p cît mai mic în cazul reactorilor termici.

Producerea plutonului sau a uraniului 233 se poate face în reactori rapizi captînd neutronii care

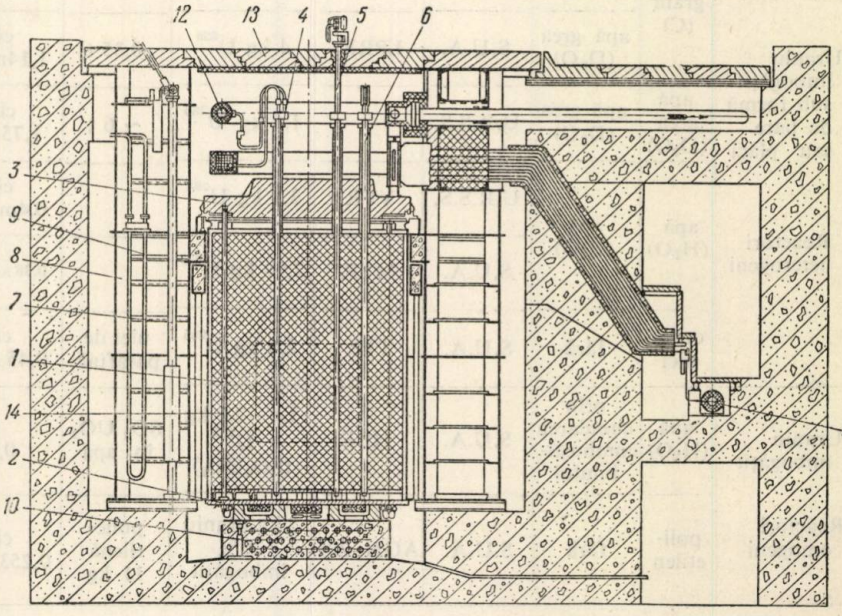


Fig. 1. Reactorul centralei atomo-electrice din U.R.S.S.:

1 — volumul activ al reactorului; *2* — placa inferioară; *3* — placa superioară *4* — element combustibil; *5* — bara de siguranţă; *6* — bara de reglaj automat; *7* — canalul camerei de ionizare; *8* — protecţia contra neutronilor (apă); *9*, *10* — reţea de răcire; *11* — distribuitor de apă; *12* — colector de apă; *13* — protecţia superioară (fontă); *14* — reţea de răcire a reflectorului.

scapă din volumul activ într-un reflector de uraniu natural, respectiv thoriu. Reactorii rapizi au un volum critic mic, deci probabilitatea de scăpare a neutronilor $(1-P)$ este mare. Se poate obține astfel ca pentru un nucleu de U^{235} consumat să apară 1,5 nuclee de Pu^{239}. Experiențe de acest fel se fac în S.U.A. cu seria de reactori rapizi EBR. Procesul de producere în reactori a unei cantități de combustibil mai mare decît cea consumată se numește breeding.

Reactorii energetici au ca scop utilizarea industrială a energiei termice produsă la fisiune. Energia produselor de fisiune poate fi considerată ca o energie de agitație termică.

Temperatura absolută este legată de energia moleculară prin relația:

$$E = \frac{3}{2} kT \qquad (k = 1{,}38.10^{-16} \text{ erg/°K}).$$

Temperatura corespunzătoare energiei medii a produselor de fisiune este de $5 \div 7{,}5 \cdot 10^{11}$ °K. Cum acestea apar în interiorul unui mediu în care se găsesc și alte nuclee se presupune că se pot atinge temperaturi de ordinul 10^4 °K. Randamentul maxim al unui ciclu ideal de transformare a energiei termice în energie mecanică lucrînd între această temperatură și temperatura mediului ambiant, va fi:

$$\frac{T_1 - T_2}{T_1} = \frac{10\,000 - 300}{10\,000} = 0{,}97.$$

Temperaturile de acest ordin nu se pot atinge din cauza materialelor. Uraniul își schimbă structura cristalină la 660°C cu mărire de volum foarte periculoasă pentru construcțiile actuale de elemente combustibile. La centrala atomoelectrică din U.R.S.S. temperatura apei la întrarea în reactor este de 190°C iar la ieșire de 270°C. Randamentul ciclului ideal între aceste valori este 29,5%.

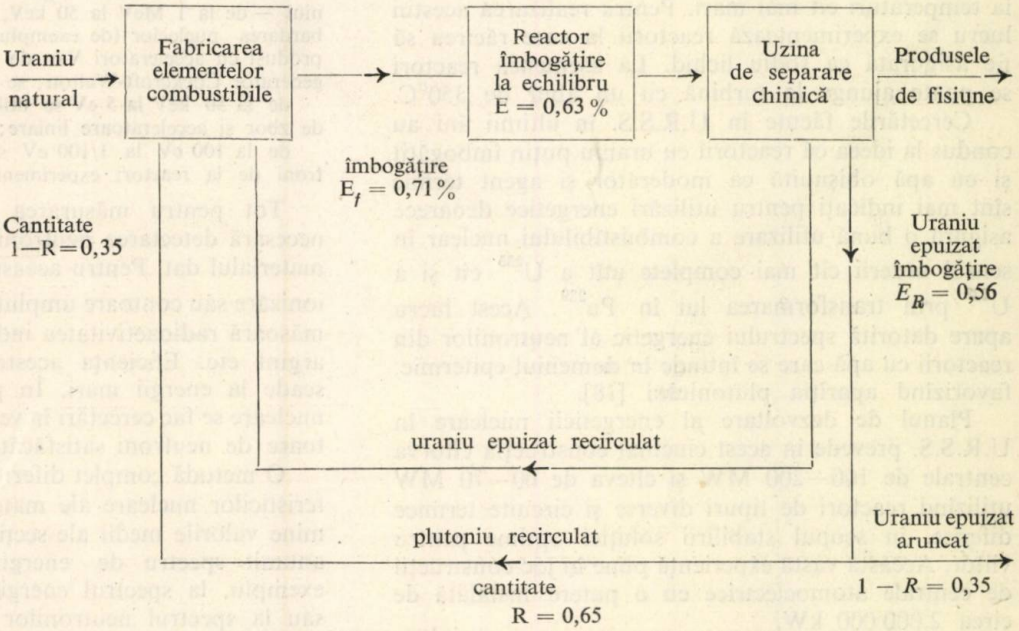
Reactorii energetici sînt caracterizați prin faptul că trebuie să producă energie termică la o temperatură cît mai mare pentru a asigura un randament bun al ciclului termic al centralei și să permită o utilizare cît mai bună a combustibilului. În reactorul de 30 MW al centralei atomoelectrice din U.R.S.S. cu grafit și uraniu îmbogățit 5%, se utilizează pentru răcire apă sub presiunea de 100 ata pentru a permite încălzirea acesteia pînă la 270°C fără pericolul de a fierbe apa în reactor. Fierberea apei în acest reactor ar conduce la modificarea raportului combustibil moderator și, deci, la variații de reactivitate nedorite în funcționare. Barele au o structură specială astfel încît să reziste la 100 ata. Durata de utilizare a unei bare în reactor este condiționată de scăderea substanței fisionabile de la 5% inițial pînă la 4,2% final. O secțiune în reactor se vede în fig. 1.

Este indicat ca reactorii energetici să fie în același timp și reactori de producție. O asemenea construcție s-a realizat la centrala atomoelectrică de la Calder Hall (Anglia). Reactorii au fiecare o putere de circa 180 MW. Centrala are doi reactori și patru turbine putînd furniza o energie electrică totală de 70—92 MW.

Reactorii sînt cu uraniu natural, grafit și ca agent termic se utilizează bioxid de carbon. Acesta intră în reactor la o temperatură de 180°C și se încălzește pînă la 350°C. Temperatura medie atinsă în elementele combustibile este 425°C, iar în grafit, de circa. 250°C. Volumul activ al reactorului de formă cilindrică este împărțit în trei zone care au caracteristici diferite. În tabela 5 sînt dați parametrii caracteristici ai reactorului.

De o deosebită importanță pentru reactorii energetici este ciclul combustibilului. Acesta constă din prepararea combustibilului și fabricarea elementelor combustibile, iradierea lor în reactor, extracția combustibilului rămas și a plutoniului format și utilizarea lui la fabricarea elementelor combustibile. Durata de utilizare a elementelor combustibile în reactor se obișnuiește să se dea prin energia produsă pe tona de combustibil. Astfel la reactorii Calder Hall se poate merge pînă la valoarea de 3 000 MW zi/t. În fig. 2 se vede ciclul combustibilului pentru aceiași reactori și caracteristicile lui [14].

Pentru a putea aprecia ordinul de mărime al timpului necesar în stadiul actual al dezvoltării tehnicii nucleare din Anglia pentru proiectarea și construcția unei centrale atomoelectrice cu putere de ~ 100 MW și a elementelor combustibile pentru reactori, în fig. 3 se vede programul pentru primele centrale atomoelectrice din Anglia [9].



Fiecare șarjă succesivă este radiată la 3 000 MW zi/t.

Fig. 2. Circuitul combustibilului la reactorii de la Calder Hall.

Pentru o cît mai bună utilizare a energiei termice produse în reactori se impune o preluare a acesteia

Tabela 5

Caracteristicile volumului activ al reactorilor de la Calder Hall la temperatura de funcţionare cu bioxidul de carbon după [14]

Parametrul	Zona A	Zona B	Zona C
Raza internă, în m	0	1,83	3,30
Raza externă, în m	1,83	3,30	4,80
Diametrul sectoarelor combustibile, în cm	10,5	10	8,9
Numărul elementelor combustibile	256	576	846
Factor de utilizare termică	0,93186	0,93010	0,92672
Factorul de evitare a absorbţiei de rezonanţă	0,87533	0,87861	0,88398
Factorul de multiplicare la neutroni rapizi	1,02972	1,02972	1,02972
Factorul de multiplicare a combustibilului	1,26595	1,26595	1,26595
Factorul de multiplicare în mediu infinit	1,06330	1,06527	1,06789
Suprafaţa radială de difuzie, L^2 în cm^2	406,6	391,9	371,1
Suprafaţa radială de încetinire, în cm^2	628,9	588,6	528,1

la temperaturi cît mai mari. Pentru realizarea acestui lucru se experimentează reactorii la care răcirea să fie asigurată ca sodiu lichid. La asemenea reactori se poate ajunge la turbină cu un abur de 350°C.

Cercetările făcute în U.R.S.S. în ultimii ani au condus la ideea că reactorii cu uraniu puţin îmbogăţit şi cu apă obişnuită ca moderator şi agent termic sînt mai indicaţi pentru utilizări energetice deoarece asigură o bună utilizare a combustibilului nuclear în sensul arderii cît mai complete atît a U^{235} cît şi a U^{238} prin transformarea lui în Pu^{239}. Acest lucru apare datorită spectrului energetic al neutronilor din reactorii cu apă care se întinde în domeniul epitermic, favorizînd apariţia plutoniului [18].

Planul de dezvoltare al energeticii nucleare în U.R.S.S. prevede în acest cincinal construcţia cîtorva centrale de 100—200 MW şi cîteva de 60—70 MW utilizînd reactori de tipuri diverse şi circuite termice diferite, în scopul stabilirii soluţiei optime pentru viitor. Această vastă experienţă pune în joc construcţii de centrale atomoelectrice cu o putere instalată de circa 2 000 000 kW.

Cercetări pentru proiectarea şi construcţia reactorilor nucleari

Cercetările necesare pentru proiectarea şi construcţia reactorilor nucleari pot fi împărţite în cinci categorii mari, răspunzînd problemelor importante pe care le ridică tehnica reactorilor

a) asigurarea unui bilanţ favorabil al neutronilor ($k = 1$); deci determinarea compoziţiei materiale, geometriei şi dimensiunilor volumului activ;

b) preluarea căldurii generate în elementele combustibile;

c) menţinerea reactorului în funcţiune;

d) controlul şi reglajul reactorului;

e) protecţia contra radiaţiilor şi controlul nivelului radiaţiilor.

Determinarea compoziţiei materiale (raportul dintre cantitatea de moderator şi cea de combustibil etc.), geometria reţelei reactorilor heterogeni (diametrul barelor, forma reţelei şi pasul ei etc.) şi dimensiunile volumului activ şi ale reflectorului sînt strîns legate de bilanţul neutronilor în reactor. Pentru determinarea acestuia s-a văzut că este necesară cunoaşterea secţiunilor efective de absorbţie şi fisiune cît şi numărul de neutroni emişi la fisiune pentru materialele fisionabile; secţiunile efective de difuzie şi captură pentru moderatoare secţiunile de captură pentru diferitele materiale de construcţii cît şi pentru produsele de fisiune. Cum acestea sînt funcţii de energia neutronilor, trebuie determinate experimental curbele de variaţie ale secţiunilor efective cu energia neutronilor pentru întregul domeniu de energii utilizat atît la reactorii termici cît şi la cei rapizi, deci de la cîteva sutimi de electronvolţi pînă la mega-electronvolţi.

Nu se pot măsura secţiunile efective pentru un domeniu atît de întins de energii, utilizînd o singură tehnică. Sînt necesare diferite echipamente, fiecare pentru un domeniu anumit.

Astfel la Harwell în Anglia [3], se utilizează pentru domeniul — de la 1 MeV la 50 keV, neutronii produşi prin bombardarea nucleelor (de exemplu lithiu Li^7) cu protoni rapizi produşi cu acceleratori Van de Graaff de 3 MeV sau cu un generator Cockcroft-Walton; se pot utiliza şi ciclotroane;

de la 50 keV la 5 eV se utilizează spectrometre cu timp de zbor şi acceleratoare liniare;

de la 100 eV la 1/100 eV se utilizează fluxurile de neutroni de la reactori experimentali şi selectori mecanici.

Tot pentru măsurarea secţiunilor efective este necesară detectarea neutronilor care străbat ţinta din materialul dat. Pentru aceasta se utilizează camere de ionizare sau contoare umplute cu bor 10 (B^{10}), sau se măsoară radioactivitatea indusă de neutroni în indiu, argint etc. Eficienţa acestor detectoare de neutroni scade la energii mari. În prezent în toate centrele nucleare se fac cercetări în vederea construirii de detectoare de neutroni satisfăcătoare pentru energii mari.

O metodă complet diferită pentru obţinerea caracteristicilor nucleare ale materialelor este să se determine valorile medii ale secţiunilor efective pentru un anumit spectru de energii al neutronilor ca, de exemplu, la spectrul energiei neutronilor de fisiune sau la spectrul neutronilor dintr-un reactor termic. Aceasta se poate realiza fie măsurînd efectul diferitelor materiale asupra reactivităţii reactorului, fie prin metoda pilei oscilante, fie prin metoda prismei de grafit şi fluxului de neutroni din canalul unui reactor experimental. O dată cunoscute caracteris-

ticile nucleare ale materialelor utilizate, se pot calcula dimensiunile reactorilor utilizînd ecuaţiile care descriu conservarea neutronilor în regim staţionar de funcţionare. Cum acestea sînt ecuaţii integro-diferenţiale sau ecuaţii cu derivate parţiale neliniare, rezolvarea lor se poate face în mod rapid numai cu ajutorul maşinilor electronice de calcul. Ecuaţiile care descriu

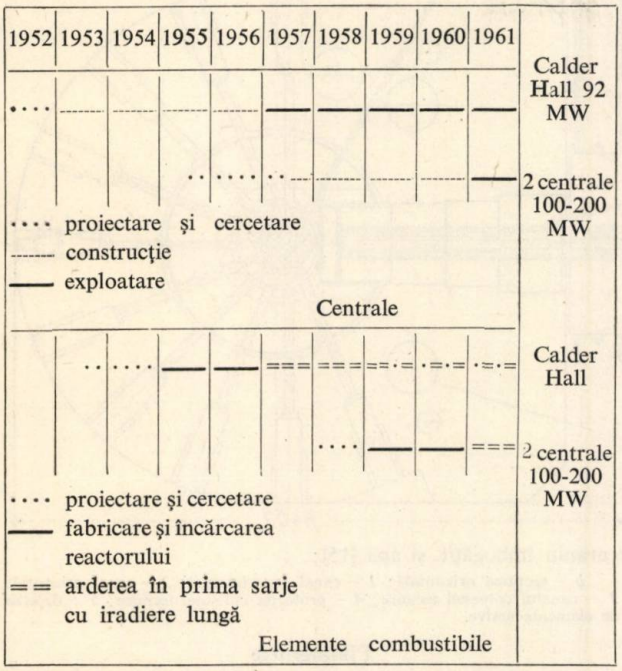


Fig. 3. Planul de dezvoltare în timp a construcţiei de centrale atomo-electrice în Anglia.

procesele cinetice în reactor (variaţii de putere, pornire, oprire bruscă, reglaj etc.) se rezolvă fie cu maşini de calcul, fie cu simulatoare electronice. Utilizarea maşinilor electronice de calcul este cu atît mai necesară cu cît calculul se face în aproximaţii succesive pentru a găsi compoziţia şi geometria optimă a volumului activ.

Calculul reactorilor nu se poate face decît cu erori de ordinul 20%. Este deci necesară o verificare a lui. Aceasta se face în cazul reactorilor cu grafit şi cu uraniu natural cu aşa zisele prisme exponenţiale sau reactori subcritici, care sînt construcţii similare cu volumul activ al reactorului sub forma unei prisme cu dimensiunile reduse la $\sim 30\%$ din cele ale reactorului. Sub prismă se dispune o sursă de neutroni şi măsurînd distribuţia spaţială a fluxului de neutroni în prismă, se deduc dimensiunile critice pentru volumul activ al reactorului. În cazul reactorilor cu apă obişnuită sau grea şi uraniu îmbogăţit, deoarece dimensiunile volumului critic sînt mici, se construiesc aşa-zisele «ansamble de putere zero». Acestea sînt reactori care funcţionează cu puteri foarte mici sub 1 W şi care nu au nevoie de răcire şi protecţie. În schimb, au nevoie de reglaj şi, deci, de tot aparatajul electronic necesar.

Preluarea căldurii generate în elementele combustibile pune problema alegerii fluidului de răcire şi a construcţiei elementelor combustibile sub aspectul formei (bare pline, bare goale pe dinăuntru cu circulaţie internă a fluidului de răcire, plăci etc.), a alierii substanţei fisionabile (uraniu sau plutoniu) cu alte metale pentru a obţine calităţile mecanice propice prelucrării şi pentru a mări suprafaţa de transfer a căldurii.

Uraniul fiind foarte corosiv, trebuie ferit de contactul direct cu fluidul de răcire, deci trebuie studiată acoperirea elementului activ cu un strat protector de aluminiu sau zirconiu. Acest strat trebuie să facă un contact intim cu combustibilul pentru a avea un coeficient de transfer al căldurii cît mai bun.

Alegerea fluidelor de răcire impune de asemenea o serie de cercetări privind caracteristicile lor termice şi hidraulice în domeniul temperaturilor de la cîteva grade pînă la 700—800°C. Dacă aceste proprietăţi sînt cunoscute pentru apă (H_2O), ele au necesitat studii serioase pentru apa grea, soluţii de sodiu şi potasiu, bioxid de carbon, bismut.

Fluidul de răcire trebuie să prezinte stabilitate la radiaţii; să nu se descompună şi să nu-şi piardă proprietăţile termice şi hidraulice. Este deci necesar un studiu al comportării la radiaţii a diferitelor fluide de răcire.

Aceste cercetări se fac cu ajutorul buclelor termice cu care sînt, în general, prevăzuţi reactorii experimentali. Acestea constau dintr-o conductă în formă de buclă care trece prin volumul activ al reactorului şi se închide în exterior. În partea din volumul activ al reactorului se pot introduce diferite elemente combustibile şi prin buclă se poate circula fluidul de răcire ale cărei proprietăţi se studiază.

Menţinerea reactorului în funcţiune pune problema stabilităţii elementelor combustibile la radiaţii şi la deformări termice şi extragea produselor de fisiune care absorb neutroni. Fluxul de căldură dă naştere la variaţii rapide de temperatură la distanţe mici şi conduce la tensiuni în bare care produc deformări nepermise pentru funcţionarea reactorului. Este necesar să se găsească tratamente metalurgice care să reducă la minim efectele destructive ale neutronilor şi tensiunilor termice. Problema centrală a reactorilor este astăzi fabricarea elementelor combustibile care să poată rămîne în reactor un timp cît mai lung. Combustibilul consumat mai conţine substanţă fisionabilă, produse de fisiune şi plutoniu. În stadiul actual nu este necesar să se separe materialul fisionabil nears. Este suficient să se reducă conţinutul în materiale absorbante şi să se fabrice din nou elementele combustibile. Metodele chimico-metalurgice constau din topirea combustibilului şi separarea impurităţilor, electroliza combustibilului la temperaturi înalte şi dizolvarea acestuia în alte metale. În cursul procesului de separare a produselor de fisiune este necesar ca plutoniul să rămînă [13]. Cercetările pentru punerea la punct a acestei metode sînt foarte avansate. Rămîne o problemă foarte serioasă manipularea substanţelor foarte radioactive la temperaturi mari şi a controlului metalurgic. Acestea necesită studiul aparaturii electronice pentru comenzile la distanţă şi dispozitivelor speciale de televiziune pentru controlul structurii suprafeţelor radioactive.

Controlul şi reglajul reactorului şi controlul dozimetric sînt probleme în care partea cea mai importantă la soluţionarea lor revine electronicii şi automatizărilor. Aceste probleme trebuie să formeze obiectul unor preocupări viitoare.

Concluzii

În concluzie, trebuie să subliniem că în construcţia reactorilor de diferite tipuri se începe întotdeauna cu un reactor subcritic sau ansamblu de putere zero, apoi se trece la reactori de acelaşi tip cu puteri de ordinul megawaţilor şi în sfîrşit la reactorii energetici cu puteri de ordinul sutelor de megawaţi. Ca exemplu, citäm reactorii cu uraniu îmbogăţit şi grafit răciţi cu apă obişnuită, construiţi în U.R.S.S. [15].

S-a construit mai întîi reactorul experimental RFT de 10 MW care a servit pentru studiul problemelor enunţate anterior, apoi s-a trecut la reactorul de 30 MW al centralei atomoelectrice pentru ca în cursul acestui cincinal să se construiască centrale cu acelaşi tip de reactor, dar care să producă 60—70 MW energie electrică.

Cercetările necesare pentru construcţia reactorilor nucleari necesită o industrie la un nivel tehnic foarte înalt şi o coordonare deosebită, pentru ca să se poată face în condiţiile cele mai bune şi la nivelul tehnicii actuale din toate domeniile: metalurgie, chimie, mecanică, electrotehnică, electronică. Această necesitate a făcut să apară marile centre de cercetare ca cel de la Dubna (U.R.S.S.) sau de la Geneva. De asemenea pentru ca eforturile laboratoarelor şi centrelor de cercetare nucleară din diferite ţări să nu se facă cu un randament scăzut, se impune o colaborare strînsă şi o coordonare a problemelor de cercetare legată direct de posibilităţile industriale şi de capacitatea de cercetare a fiecărei ţări în parte.

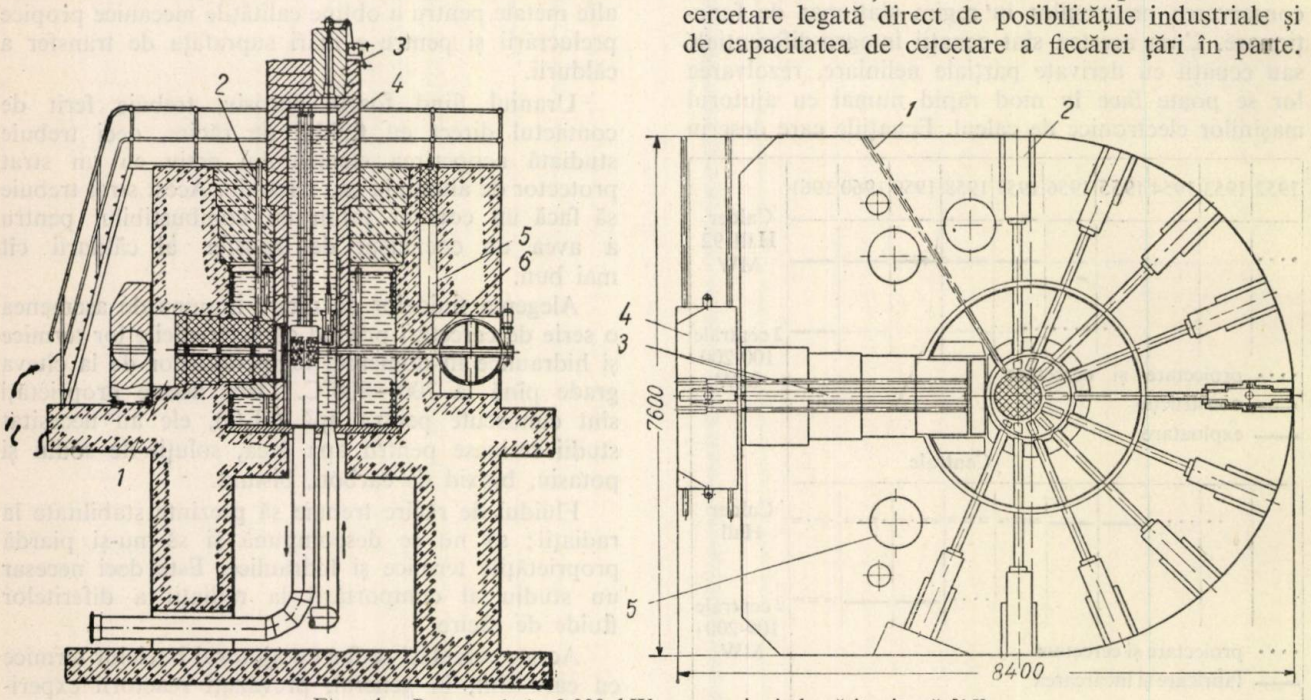


Fig. 4. Reactorul de 2 000 kW cu uraniu îmbogăţit şi apă [15]:

a — secţiune verticală: *1* — coloana termică; *2* — canal vertical; *3* — conteiner de plumb; *4* — tuburile barelor de reglaj; *5* — canal biologic; *6* — canal orizontal;

b — secţiune orizontală: *1* — canal experimental; *2* — canal orizontal; *3* — canalul coloanei termice; *4* — protecţia coloanei termice; *5* — depozit de elemente active.

Bibliografie

[1] GLASSTONE, S. şi EDLUND, M.C.: *The Elements of Nuclear Reactor Theory*, Mc. Graw Hill, New-York, 1952.

[2] *Research Reactors — Selected reference material*, U.S. Atomic Energy Program, 1955.

[3] Atomic Energy Research at Harwell, 1955.

[4] SITTLER, D.J. şi RAFFLE J.F.: *An Introduction to Reactor Physics*, London, 1955.

[5] NEMIROVSCHI: *Teoria generală a reactorilor nucleari* (note după cursul ţinut la MGU-Moscova), 1956.

[6] CALLIHAN, A. D., MORFITT, J. W., THOMAS, J.T. ş.a.: *Small Thermal Homogenous Critical Assemblies, A/Conf. Genef* 8/P/834.

[7] HORTON, C.C. şi MC CULLEN, J. D.: *Plutoniumwater Critical Assemblies, A*/Conf. Genef/8/P/928.

[8] KOUTS, H. PRICE, G., DOWNES, K. ş.a.: *Exponential experiments with slightly enriched uranium rods in ordinary water*, A/Conf. Genef/8/P/600.

[9] JUKES, J.A.: *Britain in the atomic age*, Atomic Energy, 1956, apr. 9.

[10] Nuclear Power, I (dec. 1956) nr. 8.

[11] HANKE, L.: *Steuerung und technische Sieherheits probleme bei Kernreaktoren*, Atompraxis, 1956, nr. 12.

[12] MAZZOLINI, F.: *Ingineria nucleare*, Milano, 1956.

[13] MARTIN, F.S. şi MILES, G.L.: *Chemical processing in the nuclear power industry, High temperature Processes*, Atomics Engineering and Technology, 7 (1956) nr. 2.

[14] PACKMAN şi CUTTS: *Basic design of reactor*, The BNEC Calder Hall symposium, Nuclear Power, I (dec. 1956) 8.

[15] Docladîi Sovietskoi delegaţii na mejdunarodnoi conferenţii po mirnomu ispolzovaniiu atomnoi energhii, Geneva, 1955, *Reactorostroenie i teoria reactorov*, Ed. Acad. de Ştiinţe a U.R.S.S., Moscova, 1955.

[16] Docladîi inostranîi, ucenîi na majdunarodnoi conferenţii po mirnomu izpolzovaniiu atomnoi energhii, *Experimentalnîie reactorî i fizica reactorov*, Ed. Acad. de Ştiinţe a U.R.S.S., Moscova, 1956.

[17] BLOHINŢEV, D. I. ş.a.: *Reactor atomnoi electrostanţii AN SSSR*, Atomnaia Energhia I (1956) nr. 1.

[18] KURCEATOV, I. V.: *Necotorîe voprosî razvitiia atomnoi energetiki v SSSR*, Atomnaia Energhia, I (1956) nr. 3.

Centrala atomică din Calder Hall (Anglia)

CZ 621.311.25:621.039.42(42)

Centrala atomică din Calder Hall va cuprinde, cînd va fi complet terminată, patru reactori identici, fiecare din ei alimentînd cîte patru schimbători de căldură şi două turbine, apa necesară condensării fiind obţinută printr-un turn de răcire. Puterea nominală a turbinelor este de 21—23 MW, astfel încît capacitatea totală a centralelor Calder « A » şi Calder « B » se ridică la 92 MW fiecare, din care circa 20% se întoarce în sistem pentru a alimenta cu energie maşinile auxiliare. Randamentul termic este cuprins între 20 şi 21%. Centrala a fost inaugurată oficial la 17 octombrie 1956, cînd primul sistem de reactori a fost conectat la reţeaua de distribuţie de electricitate.

Fiecare reactor este de tipul cu răcire cu gaz (bioxid de carbon), avînd ca moderator grafitul şi folosind drept combustibil uraniul natural; reactorul produce vapori de apă în doi schimbători de căldură, unul pentru turbine de înaltă presiune şi altul pentru turbine de joasă presiune, care mai este alimentată cu aburul care iese de la prima turbină. Miezul reactorului este un cilindru octogonal drept cu diametrul de 9,1 m şi înălţimea de 6,4 m, distanţa între barele cu combustibil fiind de 20,3 cm. Canalele de combustibil sînt verticale, în număr total de 1 696 şi conţin, în medie, cîte şase elemente de combustibil fiecare. Aceste elemente conţin uraniu natural cu densitatea de 18,7 g cm^3, sub formă de bare cu diametrul de 2,92 cm şi cu lungimea de 100,2 cm. Recipientele de combustibil sînt făcute din aliaj de magneziu, strunjite din bară masivă cu o nervură elicoidală cu un singur început; ele sînt închise la un capăt cu un dop şi o căciulă, iar la celălalt capăt cu o piesă de distanţare şi un capac. Diametrul interior este de 2,96 cm, cel exterior de 3,3 cm. Ele sînt prevăzute la un capăt cu o traversă avînd un con central concav pentru centrarea elementelor în canale. Elementele pot fi apucate şi ridicate şi fixarea poziţiei lor se poate face prin conul convex al elementului de deasupra.

Miezul întreg, cîntărind peste 1 000 t, este susţinut de un grătar format din grinzi I încrucişate, sudate opt într-un sens şi opt în celălalt, şi dintr-o grindă I circulară, care se reazemă pe nişte suporţi ai domului inferior al rezervorului de înaltă presiune.

Rezervorul de presiune, cu diametrul interior de 11,3 m, a fost construit pe loc din plăci din oţel special de 5 cm grosime. Extremităţile lui, în formă de dom, au aceeaşi grosime şi permit o presiune de serviciu de 7,1 kg/cm^2. Volumul total al rezervorului este de 1 630 m^3. Tuburile de intrare ale celor patru conducte de acid carbonic au un diametru de 3,66 m şi sînt sudate la un dom inferior care se termină cu un inel de compensaţie forjat. Cele patru tuburi de ieşire au un diametru de 137 cm, iar grosimea lor este mărită la 10 cm la capătul de joncţiune cu rezervorul, unde sînt sudate la nişte plăci bombate a căror grosime în jurul orificiilor tuburilor este de asemenea mărită la 10 cm.

Reactorul este montat în interiorul unui ecran octogonal de beton cu grosimea de 2,13 m, prevăzut cu un acoperiş de 2,43 m grosime. În interiorul acestui ecran se găseşte ecranul termic, care constă din plăci din oţel cu grosime de 15 cm.

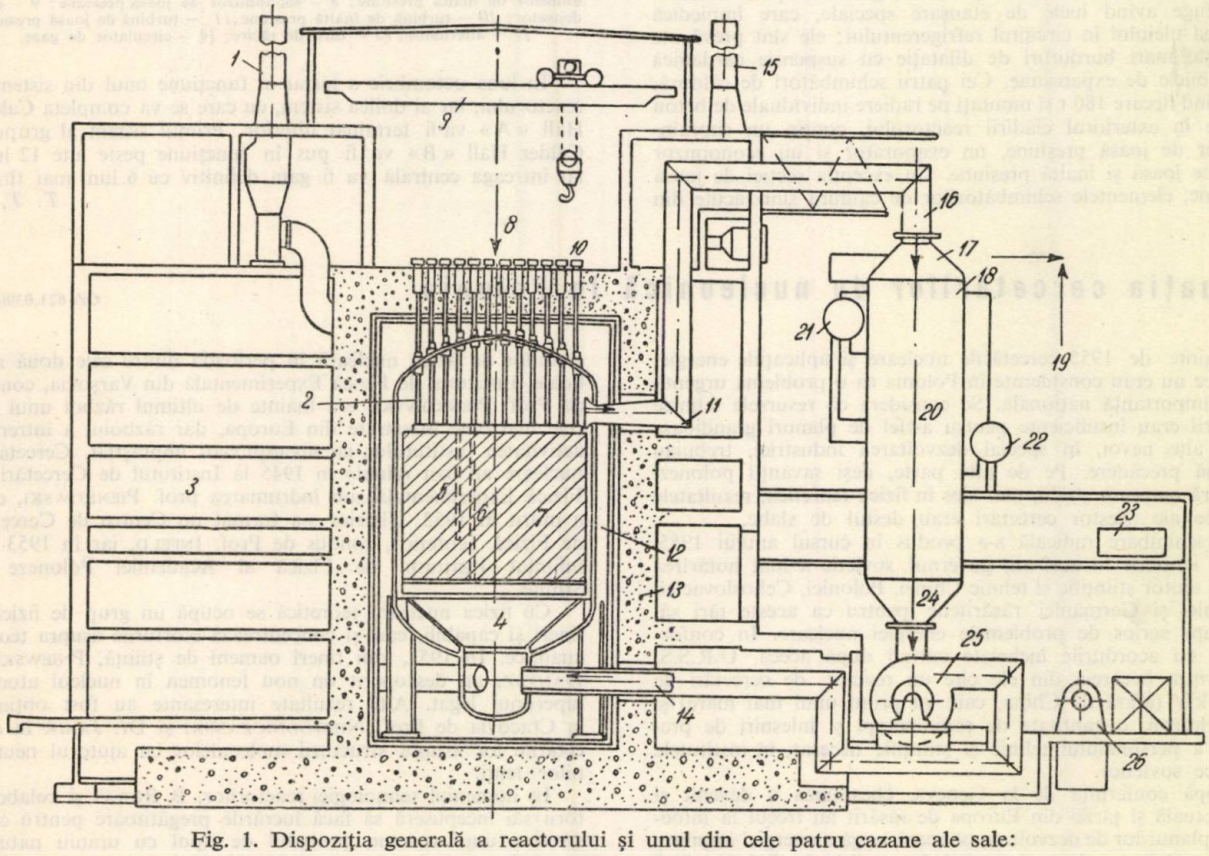


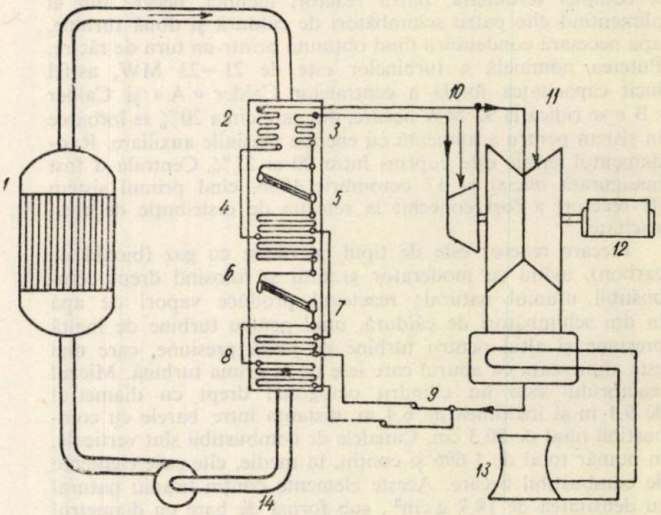
Fig. 1. Dispoziţia generală a reactorului şi unul din cele patru cazane ale sale:

1 — coş pentru aerul de răcire; *2* — bare de comandă; *3* — blocul dispozitivelor de comandă şi conectare; *4* — vas de presiune; *5* — bară de comandă; *6* — bare de uraniu; *7* — grafit moderator; *8* — partea de încercare şi comandă; *9* — macara suspendată; *10* — tuburi de încărcare; *11* — conducta de evacuare a gazului cald; *12* — ecran termic; *13* — ecran biologic; *14* — conducta de evacuare a gazului rece; *15* — coş pentru aerul de răcire; *16* — gaz cald; *17* — abur la presiune înaltă; *18* — abur la presiune joasă; *19* — abur spre instalaţia generatoare cu turbină de abur obişnuită; *20* — schimbător de căldură; *21* — rezervor de abur de înaltă presiune; *22* — rezervor de abur de joasă presiune; *23* — macara suspendată; *24* — gaz rece; *25* — compresor automat electric pentru circulaţia gazului de răcire; *26* — grup motor-generator.

Accesul la canalele de combustibil se face prin domul superior şi prin ecranul termic superior, prevăzîndu-se un tub de încărcare pentru fiecare grup de 16 canale de combustibil. Aceste tuburi sînt în mod normal astupate cu un tampon de oţel umplut cu beton şi un inel de presiune sau prin grupurile de bare de control, în număr de 40, ori prin aparatele de măsură ale camerei de ionizare. Elementele epuizate sînt scoase din reactor cu ajutorul unei maşini de descărcare montată pe şine şi care se deplasează deasupra tubului de încărcare respectiv. În prealabil se procedează la scoaterea dopului de ecranare şi la introducerea unui tub de încărcare constînd din două segmente de tub, legate între ele printr-o joncţiune cu răsucire. Porţiunea fixă este montată într-o gaură cu marginea îngroşată practicată în capacul de fontă de la partea superioară a grafitului; reglînd unghiul dintre cele două segmente de tub şi rotindu-le unul faţă de altul, se poate deservi la alegere oricare din cele 16 canale. Elementele se scot cu ajutorul unui sistem de cabluri şi a unei pene cu ghiare şi se transformă într-un receptacul care va putea fi coborît în puţul de descărcare, într-un vas ecranat, pentru a fi transportat la instalaţia de tratare din apropiere. Pentru încărcare se procedează invers.

Canalele sînt prevăzute cu aparate de detecţie a elementelor defectoase constînd din ţevi de oţel inoxidabil de 1,25 cm, care evacuează o parte din gazul de răcire. La exteriorul reactorului, aceste ţevi sînt împărţite în grupuri de cîte patru, iar ieşirile lor sînt conectate la opt supape rotative care pot pune în legătură oricare din cele 53 căi cu orificiul de evacuare. Gazul se trece apoi prin nişte filtre şi răcitoare în grupurile de precipitaţie, unde se măsoară activitatea produsului de fisiune. S-a prevăzut examinarea continuă a unui canal, dar în mod normal se verifică numai patru canale din fiecare grup la 30 minute o dată.

După discuţii îndelungate, s-a căzut de acord că un sistem cu vapori în circuit dublu este cel mai economic. Temperatura acidului carbonic care iese din reactor este de 336°C, iar la intrare este de 140°C. Circulaţia este asigurată de patru suflante centrifuge avînd inele de etanşare speciale, care împiedică intrarea uleiului în circuitul refrigerentului; ele sînt prevăzute cu nişte mari burdufuri de dilataţie cu suspensie cardanică şi cu bucle de expansiune. Cei patru schimbători de căldură, cîntărind fiecare 180 t şi montaţi pe radiere individuale de beton situate în exteriorul clădirii reactorului, conţin un supraîncălzitor de joasă presiune, un evaporator şi un economizor mixt de joasă şi înaltă presiune. Cu excepţia secţiei de joasă presiune, elementele schimbătorilor de căldură sînt făcute din bucle de ţevi cu aripioare care măresc suprafaţa eficace cu un coeficient egal cu 4. Suprafaţa totală este de 9 300 m². La turbină, presiunea vaporilor de înaltă presiune este de 14 kg/cm², iar temperatura este de 310°C. Vaporii de joasă presiune au presiunea de 3,7 kg/cm² şi temperatura de 171° C. Consumul de abur de înaltă presiune este de 90 000 kg/h, iar cel de joasă presiune de 27 000 kg/h. În aceste condiţii, puterea turboalternatoarelor este de 21 000 kW.



Fig, 2. Schemă reprezentînd circulaţia aburului. Aburul se produce la două presiuni diferite.

1 — reactor nuclear; *2* — supraîncălzitor de joasă presiune; *3* — supraîncălzitor de înaltă presiune; *4* — schimbător de căldură sau boiler; *5* — evaporator de înaltă presiune; *6* — evaporator de joasă presiune; *7* — economizor de înaltă presiune; *8* — economizor de joasă presiune; *9* — condensator; *10* — turbină de înaltă presiune; *11* — turbină de joasă presiune; *12* — alternator; *13* — turn de răcire; *14* — circulator de gaze.

În luna octombrie a intrat în funcţiune unul din sistemele reactorului, iar al doilea sistem, cu care se va completa Calder Hall «A» va fi terminat ulterior. Primul sistem al grupului Calder Hall «B» va fi pus în funcţiune peste alte 12 luni, iar întreaga centrală va fi gata definitiv cu 6 luni mai tîrziu.

T. T.

Situaţia cercetărilor de nucleonică în Polonia

CZ 621.039(438)

Inainte de 1955 cercetările nucleare şi aplicaţiile energiei atomice nu erau considerate în Polonia ca o problemă urgentă şi de importanţă naţională. Se considera că resursele tehnice ale ţării erau insuficiente pentru astfel de planuri grandioase şi că alte nevoi, în special dezvoltarea industriei, trebuiau să aibă precădere. Pe de altă parte, deşi savanţii polonezi făcuseră oarecare studii, mai ales în fizica teoretică, rezultatele practice ale acestor cercetări erau destul de slabe.

O schimbare radicală s-a produs în cursul anului 1955. La 17 ianuarie în acel an, guvernul sovietic a luat hotărîrea să dea ajutor ştiinţific şi tehnic Chinei, Poloniei, Cehoslovaciei, Romîniei şi Germaniei răsăritene pentru ca aceste ţări să, se ocupe serios de problemele energiei nucleare. In conformitate cu acordurile încheiate curînd după aceea, U.R.S.S. va furniza fiecăreia din ele cîte un reactor de cercetări de 2 000 kW (afară de China, care va primi unul mai mare) şi un ciclotron, o cantitate de radioizotopi şi înlesniri de pregătire a personalului tehnic şi ştiinţific necesar, în institutele atomice sovietice.

După conferinţa de la Geneva, chestiunea a devenit şi mai actuală şi ţările din Europa de răsărit au trecut la întocmirea planurilor de dezvoltare pe scară largă a energiei atomice.

Cercetările nucleare intraseră în tradiţie în Polonia încă de pe vremea MARIEI CURIE-SKLODOWSKA, care a dat un mare avînt studiului fizicii şi radioactivităţii în această ţară. Laboratorul Radiologic al Societăţii Stiinţifice din Varşovia, fondat în 1913 de MARIA CURIE-SKLODOWSKA, a fost centrul studiilor de fizică nucleară în perioada dintre cele două războaie. Institutul de Fizică Experimentală din Varşovia, condus de Prof. PIENKOWSKI, era înainte de ultimul război unul din cele mai bine înzestrate din Europa, dar războiul a întrerupt activitatea institutului, iar savanţii s-au împrăştiat. Cercetările nucleare au fost reluate în 1945 la Institutul de Cercetări de Fizică Experimentală sub îndrumarea prof. PIENKOWSKI, care a murit în 1952. Ulterior s-a format un Centru de Cercetări de Fizică Teoretică, condus de Prof. INFELD, iar în 1953 s-a înfiinţat Institutul de Fizică al Academiei Poloneze de Stiinţe.

Cu fizica nucleară teoretică se ocupă un grup de fizicieni tineri şi capabili, care-şi concentrează eforturile asupra teoriei cuantice. In 1953, doi tineri oameni de ştiinţă, PNIEWSKI şi DANYSZ, au descoperit un nou fenomen în nucleul atomic, hiperonul legat. Alte rezultate interesante au fost obţinute la Cracovia de Prof. NIEWODNICZANSKI şi Dr. JANIK în cercetările lor asupra structurii moleculelor cu ajutorul neutronilor lenţi.

In domeniul tehnologiei reactorilor, B. BURAS şi colaboratorii săi începuseră să facă lucrările pregătitoare pentru construirea unui reactor, probabil de tipul cu uraniu natural, cu grafit ca moderator, dar primul reactor care se va construi în Polonia va fi importat din U.R.S.S. şi va costa de trei ori mai puţin decît cel al lui Buras.

De vreo cîţiva ani încoace se lucrează în Polonia la găsirea unor metode noi de extragere a uraniului pur şi de rafinare

şi retopire a combustibilului nuclear epuizat. Experienţa cîştigată prin folosirea schimbătoarelor de ioni în coloane cromatografice este pe cale de a fi adoptată la separarea produselor de fisiune. Chimiştii polonezi au descoperit metode de detectare a urmelor de bor şi cadmiu în materialele destinate reactorilor. S-a găsit de asemenea modul de extragere a grafitului pur din materii prime poloneze pe scară industrială.

De curînd s-au descoperit în Polonia minereuri de elemente interesante, în special titaniu şi niobiu, la rafinarea cărora se procedează în prezent. O uzină de sodiu metalic este în construcţie în Silezia. Polonia este cea mai mare producătoare de cadmiu, dintre ţările socialiste, producţia ei anuală fiind evaluată la 300 t.

Institutul de Telecomunicaţii a construit, în colaborare cu alte laboratoare, o serie de instrumente care pot fi folosite în legătură cu reactorii nucleari, iar Prof. MIESOWICZ din Cracovia a construit diverse contoare Geiger şi alte instrumente de măsură a radiaţiilor.

Totuşi, după părerea Prof. INFELD, Polonia este foarte înapoiată în domeniul ştiinţei atomice. De exemplu, maşina Van der Graaff din Varşovia de abia a fost terminată după mulţi ani în care s-a lucrat la construcţia ei.

La conferinţa de la Geneva, savanţii polonezi au prezentat 5 lucrări, din care trei au fost acceptate pentru a fi citite în şedinţă. In urma conferinţei de la Geneva s-a produs şi în Polonia o intensificare a cercetărilor de fizică şi tehnologie nucleară. In august 1955 s-a creat Institutul de cercetări nucleare (director Prof. SOLTAN) pe lîngă Academia de Stiinţe; el este astăzi centrul activităţii poloneze în domeniul atomic. Totodată s-a înfiinţat pe lîngă Prezidiul Academiei un Comitet pentru folosirea paşnică a energiei atomice, sub preşedinţia Prof. INFELD. Printre alte sarcini ale acestui comitet, este şi publicarea revistei « Nuklionika ».

Institutul de cercetări nucleare. ACAD. DEMBOVSKI, preşedintele Academiei, a declarat în 1955 că Institutul de cercetări nucleare va deveni în curînd cel mai mare institut al Academiei şi că se va ocupa cu cercetări pe scară largă asupra fizicii şi tehnologiei reactorilor, de producţia în mare a radioizotopilor, de proiectarea prototipurilor de instrumente nucleonice, de efectul radiaţiilor ionizante asupra organismului omului etc.

Institutul se compune, în prezent, din două centre de cercetări, unul la Varşovia şi altul la Cracovia.

Centrul din Varşovia, numit şi Stabilimentul Polonez Central de cercetări nucleare, a preluat activitatea diferitelor institute care se ocupau în trecut de aceste probleme şi este pe cale de a se muta într-un local propriu, care va fi terminat parţial în 1957, în apropiere de Varşovia. Reactorul din Varşovia, oferit de U.R.S.S., va fi de tipul termic furnizat şi altor ţări socialiste, moderat şi răcit cu apă cu U^{235} îmbogăţit 10% şi o putere de 2 000 kW. Datele tehnice ale acestui reactor standard au fost comunicate de NIKOLAEV în studiul prezentat la conferinţa de la Geneva asupra acestui subiect. Reactorul din Varşovia va fi terminat pe la mijlocul anului 1957.

In acelaşi loc s-a început construcţia unui accelerator liniar de putere mijlocie (10 MeV), care va fi terminat în 1958. El va funcţiona ca o instalaţie independentă de cercetări nucleare, dar ulterior va fi probabil integrat într-un accelerator mare, a cărui construcţie se proiectează. Maşina Van de Graaff de 4 MeV, care aparţine tot Stabilimentului Central de cercetări nucleare, este primul accelerator de particule construit în întregime în Polonia, după război.

Cracovia este al doilea centru de cercetări atomice. Aici s-a înfiinţat un Stabiliment de Cercetări nucleare care va ocupa clădirea nouă ce urmează să fie gata în 1957 şi care va cuprinde şi ateliere de inginerie, electrotehnică şi radiotehnică. In aceleaşi clădiri se va instala un ciclotron de 25 MeV, a cărui livrare de către U.R.S.S. este pe punctul de a fi terminată. Acest mare ciclotron va lucra împreună cu un mic ciclotron de 4 MeV în curs de construcţie la Cracovia de către un grup de specialişti polonezi sub conducerea Prof. NIEWODNICZANSKI, directorul stabilimentului.

Construcţia unui generator electrostatic de tipul Van de Graaff, producînd 800 kV, s-a terminat la Cracovia în 1956, după patru ani de muncă a aceluiaşi colectiv. Anterior s-a construit o instalaţie pentru rezonanţa nucleară magnetică, iar în prezent se lucrează la Cracovia la construirea unui mare spectrometru bazat pe contoare cu scintilaţie. Acest echipament va face posibile cercetările asupra reacţiilor fotonucleare, care interesează în special centrul din Cracovia.

Perspectivele în domeniul energiei nucleare. Planul cincinal polonez (1956-60) prevede producerea de uraniu metalic şi de materiale chimice necesare, înainte de 1960. S-au găsit în Polonia minereuri de uraniu şi thoriu în granite şi fosfaţi, dar nu se va putea produce uraniu pe scară industrială pînă în 1960, astfel încît nu se poate vorbi de un program de utilizare în curînd a energiei nucleare, afară dacă nu se importă combustibil nuclear. Pe de altă parte, se pare că s-a ajuns la concluzia că pentru moment, Polonia nu este în măsură să facă investiţiile necesare şi numai ajutorul sovietic ar putea duce la realizarea primei centrale nucleare în Polonia în 1960. Polonia, însă, are mari rezerve de cărbune, aşa că problema nu prezintă urgenţa pe care o are în alte părţi.

In schimb, directivele guvernului polonez prevăd începerea cercetărilor asupra aplicării energiei atomice la propulsia vapoarelor, Polonia fiind, după Uniunea Sovietică, cea mai mare constructoare de vase de mare tonaj dintre ţările socialiste. Dat fiind că propulsia nucleară este considerată în U.R.S.S. mai economică decît cea obişnuită, este probabil ca Polonia să se specializeze în domeniul construcţiei vapoarelor de comerţ propulsate prin energie nucleară.

Organizarea învăţămîntului. Un alt aspect interesant al dezvoltării nucleare în Polonia, este planul vast de pregătire de cadre specializate în ingineria nucleară în universităţi şi institute tehnologice. Stabilimentele de cercetări atomice nu vor fi, însă, folosite ca instituţii de învăţămînt, deşi instalaţiile lor vor putea fi folosite şi pentru instruirea studenţilor.

Pe baza experienţei Uniunii Sovietice, cursurile predate în universităţile şi institutele superioare de învăţămînt existente vor cuprinde următoarele domenii: fizică nucleară (la universităţile din Varşovia şi Cracovia), chimie nucleară (la universitatea din Cracovia şi la Institutul de Tehnologie din Wroclaw) şi ingineria nucleară (la Institutele de Tehnologie din Varşovia şi Wroclaw). Institutul de Tehnologie din Varşovia va pregăti şi specialişti în aplicarea automaticii la ingineria nucleară. In cursul anului şcolar 1956-57 treizeci de studenţi vor urma cursurile de fizică nucleară la Facultatea de Fizică şi Matematică a Universităţii din Varşovia.

Un număr de oameni de ştiinţă şi de tehnicieni se pregătesc în prezent în stabilimentele nucleare sovietice. Vreo 15 membri ai Institutului de cercetări nucleare s-au pregătit în U.R.S.S. pentru conducerea operaţiilor la reactori, iar şase membri ai Stabilimentului de cercetări din Cracovia au căpătat pregătirea necesară lucrului cu ciclotronul cumpărat în U.R.S.S. In vara anului trecut, alţi douăzeci de specialişti au plecat în diferite ţări pentru specializare. De menţionat, de asemenea, că unul din directorii adjuncţi ai Institutului Unificat pentru cercetări nucleare (Dubna), DANYSZ, este polonez.

Folosirea radioizotopilor. Pînă va începe să funcţioneze reactorul polonez, radioizotopii se vor importa din U.R.S.S. Primul transport a sosit în august 1955 şi livrările continuă.

In primăvara anului trecut, institutele de cercetări agricole, inclusiv staţia experimentală specială de la Laskowice, lîngă Wroclaw, au început să folosească radioizotopi în studiul metabolismului animal şi al altor probleme.

Pregătirea medicilor specialişti pentru folosirea izotopilor va forma obiectul unui institut central al Ministerului Sănătăţii. Acest minister a întocmit un regulament pentru protecţia celor ce lucrează cu izotopii. In 1957 se vor organiza secţii de radioizotopi pe lîngă patru institute de cercetări medicale şi pe lîngă Academia de Medicină din Varşovia şi cea din Poznan.

Alte institute se interesează de aplicaţiile radioizotopilor în industria grea. Institutul electrotehnic din Varşovia a pregătit vreo 20 de tehnicieni în folosirea radiocobaltului la studiul defectelor metalelor şi speră să înfiinţeze mici laboratoare înzestrate cu izotopi în două alte institute şi şapte mari stabilimente industriale. Institutul de Metalurgie şi altele au început să lucreze la utilizarea izotopilor la cercetarea purităţii oţelului în cuptoare. Un nou centru de cercetări asupra aplicaţiilor radioizotopilor va lua fiinţă în cadrul Institutului pentru problemele fundamentale de tehnologie, care va lua un nou avînt după întrarea în funcţiune a reactorului din Varşovia.

I. M.

REFERATE

AUTOMATICĂ

CZ 681.142:621.317.6

Formarea produsului a două mărimi de măsurat [După E. SAUTER: Regelungstechnik 4 (1956) 7, p. 171—172]

În tehnică se pune deseori problema de a măsura valori care se prezintă ca produsul a două mărimi fizice. Mărimile de înmulţit nu sînt întotdeauna date de curenţi sau tensiuni electrice. De aceea sînt necesare aparate care transformă mărimile de măsură u şi v, în mărimi electrice $f(u)$ şi $g(v)$. Pentru efectuarea operaţiei se pot folosi ca aparate de măsură: wattmetrul, logometrul sau ampermetrul (voltmetrul). Se cercetează forma funcţiunilor $f(u)$ şi $g(v)$ pentru diferite aparate de măsură enumerate. Condiţia pe care trebuie să o îndeplinească funcţiunile $f(u)$ şi $g(v)$ pentru ca operaţia înmulţirii să se facă cu wattmetrul este ca: $\Phi = f(u) \cdot g(v) = \varphi(u \cdot v)$.

Funcţiunile care satisfac această ecuaţie sînt de forma:

$$f(u) = K_1 u^{\sigma}$$

$$g(v) = K_2 v^{\sigma}$$

K_1 şi σ fiind constante arbitrare.

Pentru logometrul din condiţia de bază

$$\Phi = \frac{f(u)}{g(v)} = \varphi(u \cdot v)$$

$$g(v) \neq 0.$$

Se deduc funcţiile:

$$f(u) = K_1 u^{+\sigma}$$

$$g(v) = K_2 v^{-\sigma}$$

K_1, K_2 şi σ fiind constante arbitrare.

Pentru măsurarea produsului cu ampermetru sau voltmetru din condiţia

$$\Phi = f(u) + g(v) = \varphi(u \cdot v)$$

se deduc funcţiunile:

$$f = \sigma \log u + K_1$$

$$g = \sigma \log v + K_2$$

în care K_1, K_2 şi σ sînt constante arbitrare. *L. W.*

CZ 538.551.2

Cu privire la legătura dintre coeficientul echivalent de amplificare al unui element neliniar şi caracteristica elementului [După I. Z. ŢÎPCHIN: Avtomatica i Telemehanica, XVII (1956) 4, p. 343—346]

Articolul conţine o contribuţie interesantă a autorului privitoare la predeterminarea prin calcul a caracteristicii echivalente de transfer, noţiune care a căpătat o largă aplicaţie în metodele aproximative de tratare a sistemelor neliniare. Pornind de la expresia analitică a caracteristicii echivalente de transfer, autorul face o schimbare de variabilă care aduce această expresie la o formă convenabilă pentru aplicarea unei metode de integrare aproximativă datorite lui V. A. STEKLOV (1918). Dacă $x_2 = F(x_1)$ este caracteristica elementului neliniar presupusă simetrică faţă de origină atunci expresia aproximativă a caracteristicii echivalente de transfer — stabilită de autor — este: $S_A \cong \frac{2}{3A}\left[F(A) + F\left(\frac{A}{2}\right)\right]$, A fiind amplitudinea tensiunii sinusoidale aplicată la intrare. Autorul arată în două cazuri particulare că formula de mai sus dă o aproximaţie satisfăcătoare a caracteristicii exacte şi stabileşte şi o metodă grafică pentru determinarea caracteristicii S_A. În articol să dă şi o aproximaţie de ordin superior a lui S_A. Sub formă de tabelă se dau expresiile aproximative ale lui S_A şi în cazurile în care caracteristica elementului neliniar nu este univocă sau este nesimetrică. *M. V. P.*

CZ 621—53:338.062.214

Necesităţile economice ale automatizării. [După D. P. CAMPBELL: L'Onde Electrique, 36 (1956) 352 (iulie), p. 602—605].

Automatizarea proceselor de producţie este impusă de necesităţile de creştere a productivităţii şi calităţii acestora, în concordanţă cu creşterea nivelului de trai. Trebuie însă să se facă o distincţie precisă între automatizare şi mecanizare, aceste noţiuni confundîndu-se adeseori între ele. Prin mecanizare se înţelege execuţia unei serii de operaţiuni după un program fixat, pe cînd prin automatizare trebuie să se înţeleagă tot o execuţie a unei serii de operaţiuni, dar după un program care variază în funcţie de caracteristicile produselor rezultante, astfel încît să se conformeze unor anumite specificări impuse. Automatizarea se realizează cu sisteme de comandă în ciclu închis şi cu maşini matematice de calcul.

În continuare, autorul arată că trebuie luate în considerare o serie de factori caracteristici ai unui proces de producţie, înainte de a se decide automatizarea acestuia. Se exemplifică aceste considerente în cazul proceselor de producţie industriale şi în cazul operaţiilor din birouri, care sînt legate de manipularea unei cantităţi de informaţii. Se compară apoi munca mecanizată cu cea umană şi se conchide că atunci cînd condiţiile de manipulare a informaţiilor depăşesc capacităţile omului, atît procesele de producţie industriale cît şi operaţiile de birou, trebuie automatizate.

În concluzie, se arată că în viitor se va trece mai întîi la automatizarea operaţiilor de birou şi abia mai tîrziu se vor automatiza procesele industriale, pe baza unei organizări a producţiei total diferită. *Gh. R. I.*

CZ 621.317.39:531.719.28

Traductoare de măsură cu reacţie. [După L. L. DEKABRUN: Avtomatika i telemehanika, XVII (1956) 12, p. 1114—1122].

Articolul cuprinde o analiză calitativă a traductoarelor de măsură cu reacţie. Aceste traductoare constau dintr-o bobină de inductanţă în circuitul oscilant al unui generator de înaltă frecvenţă. Obiectul măsurat reprezintă faţă de bobină un circuit secundar al transformatorului şi primeşte o putere oarecare de la bobină, adică poate fi asimilat cu o rezistenţă a cărei valoare depinde de poziţia obiectului faţă de bobină. De aceea aparatul poate fi utilizat ca traductor de măsură al deplasărilor sau lungimilor; indicaţiile sînt date de un instrument de măsură, conectat la bornele bobinei direct sau printr-un amplificator.

Calităţile acestor tipuri de traductoare sînt: sensibilitate foarte mare a variaţiei conductibilităţii electrice, mare putere separatoare în a măsura procese care decurg rapid, posibilitatea de a măsura cîmpuri magnetice de frecvenţă înaltă foarte slabe şi la distanţe de cîţiva zeci de metri de schema electronică.

În articol se fac consideraţii asupra funcţionării schemei şi se deduc expresiile curentului în bobina de măsură şi caracteristica elementului — tensiunea pe bobină funcţie de rezistenţa reprezentată de obiect. În continuare, se examinează schemele electronice utilizate pentru excitarea circuitelor traductoarelor cu reacţie: montajul cu legătură inversă activă pe catod şi montajul tranzitron. Se fac consideraţii asupra alegerii tuburilor (cele mai utilizate fiind 6NI5 şi 6NIP) şi se dă ca exemplu caracteristicile unui traductor construit cu tubul 6NIP urmat de un detector cu diodă de germaniu. O indicaţie suficientă la instrumentul de măsură s-a obţinut cu acest montaj cînd o particulă de cupru cu diametrul 0,18 mm şi lungimea 5 mm (1 mg) a fost trecută prin bobina de măsură.

N. S.

CZ 681.121.89:532.57.082.74

Debitmetru electromagnetic. [După D. I. AGHEIKIN şi A. A. DESOVA: Avtomatika i telemehanika, XVII (1956) 12, p. 1123—1126].

La Institutul de Automatică şi Telemecanică al Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S. s-au elaborat două tipuri de execuţie a debitmetrelor electromagnetice, utilizate pentru măsura debitului lichidelor bune conducătoare de electricitate (metale lichide, soluţii de acizi şi săruri etc.). Principiul de funcţionare constă în măsurarea forţelor electromotoare care apare pe doi electrozi situaţi (în tubul izolant prin care trece lichidul) într-un cîmp magnetic, datorită inducţiei creată de lichidul care se scurge prin tub.

Calităţile debitmetrului sînt: buna liniaritate a indicaţiilor, lipsa părţilor mobile sau care ar fi aşezate în calea lichidului, influenţa mica a temperaturii mediului etc. Pentru a evita polarizarea electrozilor se utilizează un cîmp electromagnetic alternativ şi tensiunea culeasă va fi alternativă. Construcţiile realizate înlătură două deficienţe ale debitmetrului: efectul de transformator adică inducerea în circuitul de ieşire a unei tensiuni alternative de către curentul de magnetizare şi dependenţa indicaţiei de valoarea curentului de magnetizare.

Prima deficienţă se înlătură constructiv prin posibilitatea de a deplasa spira circuitului de măsură astfel încît suprafaţa străbătută de liniile de forţă ale electromagnetului să fie nulă; a doua deficienţă se înlătură prin utilizarea unui potenţiometru electronic automat ca instrument de măsură a forţelor electromotoare induse, la cursorul căruia se aplică o tensiune proporţională cu curentul de magnetizare. Pentru tipurile executate debitul maxim este 500 şi 2 500 l/h; sînt permise variaţii ale tensiunii de alimentare $\pm$ 20% şi a temperaturii ambiante între + 20 şi + 60°C (ceea ce dă o eroare suplimentară de 0,2%). Eroarea principală a traductorului este 1%. *N. S.*

CZ 621—53

Contribuţii la problema dimensionării optimale a circuitelor de reglaj. [După R. REEBER: Regelungstechnik, 4 (1956) 1].

Se dezvoltă o metodă de dimensionare pentru sistemele de reglaj continuu. Procedeul expus se aplică relativ uşor şi permite determinarea valorilor numerice a coeficienţilor constanţi ai ecuaţiei diferenţiale a circuitului închis, ţinînd seama şi de anumite puncte de vedere economice. Se presupune că toţi factorii constructivi ai circuitului de reglaj pot lua valori oarecare. Astfel prin dimensionarea teoretică, optimală, se poate hotărî dacă un sistem de reglaj automat pentru scopul propus permite un asemenea procedeu. Problema în sine se împarte în două părţi: prima («reprezentarea») cuprinde determinarea relaţiilor între factorii de atenuare, între constantele de timp şi determinarea mărimii factorilor de atenuare, a doua parte («adaptarea») se ocupă de precizarea coeficienţilor optimali din punct de vedere economic. Pentru factorul normal, definit aici, se arată că are loc o reglare în bune condiţii dacă ecuaţia caracteristică a ecuaţiei diferenţiale de ordin n a circuitului închis are o rădăcină de ordin n. *S. H.*

CZ 621.315.211.2.002:621—52

Reglajul diametrului cablelor sub cauciuc [După M. GLEITZ, L'Onde Electrique 36 (1956) 352 (iulie), p. 629—633].

În industria cablurilor electrice îmbrăcate în cauciuc reglajul şi controlul diametrului cablului în timpul îmbrăcării în cauciuc se face manual, adică viteza de deplasare a firului

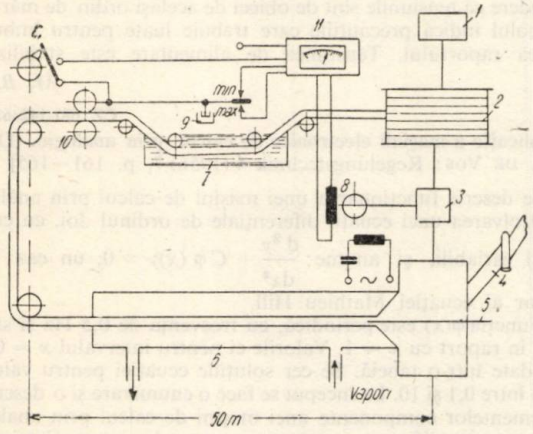


Fig. 1. Dispozitiv pentru reglajul diametrului:

1 — motor; *2* — tambur; *3* — regulator de viteze; *4* — bandă de cauciuc; *5* — fir de cupru; *6* — tub de vulcanizare: *7* — vas cu apă; *8* — motor bifazat; *9* — amortizor; *10* — galeţi; *11* — cofret de comandă.

de metal cît şi a benzii de cauciuc, pentru ca diametrul cablului să fie constant, se reglează manual. Acest sistem prezintă dezavantajul că abaterile de la diametrul normal sînt constatate după o lungime a cablului de aproximativ 100 m, ceea ce corespunde unui timp de 1 minut sau mai mult. Dispozitivul din fig. 1 elimină acest inconvenient, indicînd totodată eroarea în mărime şi sens. Cînd eroarea depăşeşte anumite limite se acţionează regulatorul de viteze modificînd astfel viteza de deplasare a firului de metal sau a benzii de cauciuc. Dispozitivul cuprinde următoarele elemente: un dispozitiv mecanic plasat, fie la ieşirea din tubul de vulcanizare, fie în interiorul său, care măsoară diametrul mediu, şi sistemul de reglaj şi un cofret de reglaj conţinînd alimentarea, un releu, şi un galvanometru ale cărei deviaţii indică eroarea. Dispozitivul mecanic

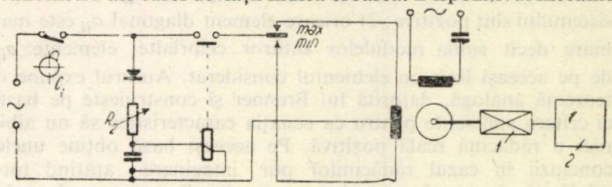


Fig 2. Sistemul de reglare:

1 — reductor; *2* — regulator de viteze.

cuprinde două părţi: un palpeur care permite măsurarea în permanenţă a erorii ca mărime şi sens şi un sistem de calcul al erorii existente între fabricaţie şi standard. Sistemul de palpare este format din doi galeţi, unul fix şi altul mobil, care se deplasează în raport cu diametrul mediu al conductorului. Galetul mobil acţionează asupra unui micrometru, prin intermediul unei lame elastice. Micrometrul poate fi înlocuit cu un potenţiometru şi un galvanometru pentru a fi posibilă citirea erorilor de la distanţă.

Cînd se depăşeşte toleranţa maximă sau minimă, sistemul acţionează prin intermediul unui releu şi un motor bifazat, asupra regulatorului de viteze (fig. 2).

Timpul de închidere t_1 al curentului, comandat de sarcina c_1 este funcţie de viteza firului, iar timpul de închidere t_2 al releului este independent de viteza firului şi trebuie să satisfacă condiţia ca $t_2 > t_1$ care poate fi totdeauna îndeplinită. Timpul t_2 poate fi fixat cu ajutorul rezistenţei variabile R_2. Unghiul de rotire al servomotorului este proporţional cu timpul t_2, deci şi corecţia este proporţională cu timpul t_2. Sensul de rotaţie este determinat de contactul maxim-minim, care este comandat de galetul mobil. Echipamentul este capabil să regleze diametre cuprinse între 1—10 mm cu o precizie medie de 0,1 mm. Corecţia se face în trepte de 0,015 mm. Viteza maximă de deplasare a firului: 180 m/min. Stabilitatea în raport cu perturbaţiile exterioare este inferioară lui 0,02 mm. *Gh. S.*

CZ 621—53

Cu privire la problema determinării unor criteertii integrale de calitate a reglării sistemelor neliniare. [După I. M. PLIŞKIN: Avtomatica i Telemehanica, t. XVI (1955) nr. 1].

Articolul tratează o problemă în care s-au obţinut, pînă în prezent, foarte puţine rezultate. Întrucît în problema stabilităţii sistemelor neliniare s-au obţinut deja progrese însemnate prin metoda construirii funcţiilor Liapunov, autorul îşi propune să construiască, pe baza acestor rezultate, criterii integrale de calitate. În principiu, la orice funcţie Liapunov pentru un sistem de ecuaţii dat, corespunde un criteriu integral de stabilitate, de forma $\int_0^\infty V\,dt$, unde V este o funcţie pozitiv definită în care intervin o parte din variabilele sistemului de ecuaţii, eventual toate. Autorul tratează sisteme de două sau trei ecuaţii neliniare de ordinul întîi, pentru care se cunosc funcţiile Liapunov şi construieşte, în fiecare caz, criteriul de stabilitate corespunzător. El studiază, de asemenea, cazul general al unui sistem de tip particular. Cu toate neajunsurile de care suferă în general criteriile integrale de stabilitate, lucrarea reprezintă un important pas înainte în problema tratată. *M. V. P.*

CZ 621—53

Asupra construirii unor criterii suficiente de stabilitate. [După V. V. DOBROUVAROV: Avtomatica i Telemehanica, XVII (1956) 3].

Autorul expune unele rezultate, mai puţin cunoscute, în problema stabilităţii sistemelor liniare şi completează aceste rezultate cu unele demonstraţii şi rezultate noi. Întrucît condiţiile lui Hurwitz devin foarte complicate în cazul unui sistem cu un număr mai mare de ecuaţii, prezintă interes problema

— tratată în articol — de a construi criterii de stabilitate care să se poată aplica suficient de simplu. Evident criteriile nu mai sînt necesare sacrificîndu-se necesitatea în favoarea simplicităţii criteriilor. Rezultatul principal se bazează pe o teoremă datorită lui MINKOVSKI şi HADAMARD şi aplicată la studiul stabilităţii de S. GERSCHGORIN şi M. PARODI. În cazul unui sistem normal de ecuaţii liniare cu coeficienţi constanţi condiţiile suficiente sînt următoarele: 1) toate elementele diagonale a_{ii} ale matricei sistemului sînt pozitive; 2) oricare element diagonal a_{ii} este mai mare decît suma modulelor tuturor celorlalte elemente a_{ij} de pe aceeaşi linie cu elementul considerat. Autorul expune o teoremă analogă, datorită lui Brenner şi construieşte pe baza ei criterii suficiente pentru ca ecuaţia caracteristică să nu aibă nici o rădăcină reală pozitivă. Pe aceeaşi bază obţine unele concluzii în cazul rădăcinilor pur imaginare, arătînd totodată că, în cazul general, teorema lui Brenner conduce la condiţii de stabilitate atît de complicate încît aplicarea lor nu este recomandabilă. *M. V. P.*

CZ 621—526

Asupra coreproducerii semnalelor întîmplătoare şi neîntîmplătoare de către servosistemele liniare. [După V. J. KUHTENKO: Avtomatika Telemehanika, XVII (1956) 5, p. 425—430].

În articol se consideră problema stabilirii funcţiei de transfer optime a unui sistem automat atunci cînd la intrarea sa, pe lîngă un semnal definit, se mai aplică şi unul întîmplător. La aceste condiţii se defineşte drept sistem optim în ceea ce priveşte calitatea de transmisie a semnalului definit, în prezenţa unui semnal perturbator, care este o funcţie întîmplătoare staţionară, sistemul care satisface următoarele condiţii: *a)* media patratică a diferenţei dintre semnalul perturbator funcţie întîmplătoare staţionară aplicat la intrarea sistemului şi răspunsul respectiv la ieşire, este minimă; *b)* valoarea instantanee a erorii corespunzînd oscilaţiilor forţate este nulă. Pe baza acestor condiţii generale şi presupunînd sistemul stabil, se stabilesc relaţiile generale pe care trebuie să le îndeplinească funcţia de transfer a sistemului optim cu ajutorul funcţiilor de corelaţie ale semnalelor întîmplătoare aplicate la intrarea sistemului. În încheierea articolului se indică o aplicaţie a acestor formule, stabilindu-se efectiv funcţia de transfer optimă atunci cînd semnalul definit aplicat la intrare este o funcţie treaptă unitate, iar funcţia de corelaţie a semnalului perturbator de la intrare este de forma unei exponenţiale descrescătoare. *Gh. R. I.*

CZ 621—52:621.753.1

Analiza jocurilor în sistemele automate cu un singur grad de libertate. [După L.M. VALLESE: Trans. Am. Inst. electr. Engrs., 74 (1955), part. II, p. 1—4].

Analiza sistemelor automate conţinînd elemente neliniare este o problemă foarte importantă în acest domeniu. Dintre aceste elemente neliniare, jocurile în angrenaje constituie un factor foarte important în ceea ce priveşte performanţele unui sistem automat, iar analiza influenţei acesteia este deci deosebit de necesară. Pe această linie, autorul consideră un sistem automat care conţine o singură constantă de timp în sistemul deschis şi un element cu jocuri în calea de reacţie. În acest caz simplu, se dezvoltă pe o cale analitică, analiza performanţelor sistemului. Spre deosebire de lucrările anterioare care tratau această problemă în domeniul frecvenţelor, în articol se consideră analiza în domeniul timpului, pe baza metodei dezvoltate de Krîlov şi Bogoliubov. Cu ajutorul acestei metode se găseşte răspunsul sistemului automat considerat, pentru un semnal sinusoidal aplicat la intrare. În acest fel se găsesc unele relaţii importante între parametrii răspunsului şi se formulează condiţii privind limita de stabilitate a sistemului. Se indică apoi unele metode privind luarea în considerare a efectului, armonicelor semnalului aplicat la intrare asupra răspunsului. *Gh. R. I.*

CZ 621—53

Alte efecte ale localizării zerourilor şi polurilor asupra răspunsului unui sistem liniar la o funcţie treaptă. [După A. H. ZEMANIAN: Trans. Am. Inst. electr. Engrs., 74 (1955), part. II, p. 52—55].

În problema sintezei sistemelor automate, forma răspunsului tranzitoriu faţă de aplicarea unei funcţii treaptă la intrare este deosebit de importantă. În această direcţie s-au dezvoltat în ultimii ani lucrări care au stabilit o legătură precisă între localizarea polurilor şi zerourilor funcţiei de transfer a sistemului în ciclu închis şi unele caracteristici ale răspunsului tranzitoriu (mărimea suprareglării, a timpului de răspuns). În articol se examinează alte efecte ale acestei localizări, legate de stabilirea momentelor în timp în care curba răspunsului sistemului faţă de o funcţie treaptă aplicată la intrare, intersectează dreapta valorii prescrise corespunzătoare. Stabilirea acestor momente este foarte importantă, fiind legată atît de pseudoperioada oscilaţiilor cît şi de timpul de creştere al răspunsului respectiv. Autorul stabileşte pe baza localizării zerourilor şi polurilor funcţiei de transfer a sistemului, o ecuaţie care determină aceste momente. În cazul general, rezolvarea acesteia se poate face numai printr-o metodă de aproximaţii succesive. Se examinează, de asemenea, cazul special în care, fiind valabilă aproximarea răspunsului tranzitoriu al sistemului cu răspunsul datorat unei perechi de poluri dominante, rezolvarea acestei ecuaţii este imediată. În încheierea articolului se indică o nomogramă de calcul precum şi un exemplu numeric. *Gh. R. I.*

ELECTRONICĂ

CZ 621.317.32.083.6:621.375.132.3

Amplificator diferenţial de bandă largă cu cîştig unitate. [După J. RICHARDS: Electronic Engineering XI (1956) 11, p. 499—501].

Întrucît majoritatea instrumentelor de măsură au o bornă la masă, măsurarea diferenţei de potenţial dintre două puncte care nu sînt nici unul puse la masă nu se poate face direct, ci prin intermediul unui astfel de amplificator cu intrare simetrică şi ieşire nesimetrică. El este format din pentode amplificatoare cu cuplaj catodic, rezistenţa comună din catodă fiind formată de o a treia pentodă în scopul de a obţine pentru aceasta o valoare ridicată, ceea ce conduce la o expresie simplă a tensiunii de ieşire în funcţie de cele de intrare. Reacţii negative de tensiune pe ambele tuburi, îmbunătăţesc stabilitatea montajului. Cele două tensiuni (a căror diferenţă vrem să o cunoaştem) se aplică pe grilele a două repetoare catodică, care realizează o impedanţă ridicată la intrare şi în acelaşi timp o separare a circuitului exterior de amplificator. Cîştigul amplificatorului se fixează la unitate pentru frecvenţa de 1 kHz şi nu variază cu mai mult de 5% între frecvenţele 5 Hz—500 kHz. Se ajustează valorile rezistenţelor astfel încît raportul tensiunilor a căror diferenţă vrem să o măsurăm să fie 5 000. Prin variaţia tensiunilor de încălzire sau schimbarea tuburilor, raportul se micşorează ajungînd la vreo 200. În mod curent amplificatorul asigură un raport de 500 care este satisfăcător avînd în vedere că tensiunile sînt de obicei de acelaşi ordin de mărime. Articolul indică precauţiile care trebuie luate pentru îmbunătăţirea raportului. Tensiunea de alimentare este stabilizată. *M. B.*

CZ 681.142:621.38

O aplicaţie a maşinii electronice de calcul prin analogie. [După I. DE VOS: Regelungstechnik 4 (1956) 7, p. 161—165]

Se descrie funcţionarea unei maşini de calcul prin analogie în rezolvarea unei ecuaţii diferenţiale de ordinul doi, cu coeficienţi variabili, şi anume: $\frac{d^2y}{dx^2} + C\varphi(x)y = 0$, un caz particular al ecuaţiei Mathieu Hill.

Funcţia $\varphi(x)$ este periodică, cu frecvenţa de 0,5 Hz şi simetrică în raport cu $x = 1$. Valorile ei pentru intervalul $x = 0—2$ sînt date într-o tabelă. Se cer soluţiile ecuaţiei pentru valorile lui C între 0,1 şi 10. La început se face o enumerare şi o descriere a elementelor componente unei maşini de calcul prin analogie şi anume: amplificatoare operatoare pentru însumare şi integrare, generatoare de funcţiuni şi multiplicatoare de funcţiuni. Pe lîngă aceasta mai intervin generatoare de curent continuu pentru fixarea condiţiilor iniţiale, potenţiometre pentru fixarea coeficienţilor, diode şi relee pentru conexiuni. După stabilirea elementelor componente în care se poate descompune ecuaţia se construieşte schema bloc de reproducere a acesteia. Fixarea datelor în maşină se face prin transcrierea mărimilor fizice ale problemei de cercetat în coordonate ale maşinii. Variabila independentă x apare în maşina electronică de calcul prin analogie ca un timp t. Ea este transformată în timpul T al maşinii printr-un

factor constant. Fenomenul reprodus decurge în maşină cu o viteză diferită decît cea în realitatea fizică, după valoarea coeficientului de multiplicare a timpului *t*. Variabilele dependente sînt transformate în tensiuni. Pe baza transformărilor efectuate se obţine o nouă ecuaţie în elemente ale maşinii.

Exemplul descris se referă la maşina de calcul prin analogie EASE. Diversele amplificatoare sînt fixate în racuri pe stelaje. Prin aceasta este mult uşurată manipularea la dezvoltarea instalaţiei sau înlocuire de elemente. Ecuaţia este introdusă în maşină prin conectarea diverselor amplificatoare şi impedanţe, între ele. Această operaţie se face pe un panou de conexiuni, care este închis după fixarea datelor ecuaţiei. Multiplicatorul de funcţiuni este complet electronic. În generatorul de funcţiuni se construieşte funcţiunea $\varphi(x)$ prin înlănţuirea de circuite cu diode. Fiecare generator conţine 22 diode şi prin aceasta tot atîtea elemente liniare pentru a reproduce funcţiunea. Tensiunile de tăiere pentru 20 diode pot fi alese cu 10 tensiuni de tăiere pozitive şi 10 negative. Prin aceasta se pot alege, după necesitate, secţiuni în abscisă. Soluţiile ecuaţiei sînt obţinute pe aparate înregistratoare. Acestea pot fi conectate în orice parte a circuitului. În articol sînt date curbele înregistrate, obţinute pentru diverse valori ale lui *C*. Se constată că pentru anumite valori ale parametrului *C* funcţiile $y(x)$ şi $\ddot{y}(x)$ devin instabile crescînd peste orice limită. *L. W.*

CZ 681.142:621.38

Un mare calculator electronic de tip analogic pentru studiul avioanelor şi proiectilelor teleghidate. [După F. R. J. SPEARMAN: Proc. Inst. electr. Engrs. part. B, 103 (1956) p. 375—394].

Pentru studiul avioanelor şi proiectilelor teleghidate s-au utilizat pe scară largă calculatoare analogice. Primele maşini de acest tip erau mici analizoare diferenţiale electronice realizate cu ajutorul unor amplificatoare de curent continuu cărora li se făceau reacţii convenabile. Aceste analizoare puteau fi utili numai în studiul mişcărilor plane.

Actualmente s-au realizat calculatoare analogice impozante. Unul dintre ele numit Tridac permite studiul mişcărilor tridimensionale ale sistemelor ce au deci şase grade de libertate. Construcţia sa a durat patru ani şi ocupă complet două corpuri de casă cu parter şi un etaj. Calculatorul permite rezolvarea unor probleme de tipul: mişcarea unui avion ce urmăreşte pe altul; mişcarea unui proiectil teleghidat ce se îndreaptă spre o ţintă etc. Calculatorul are componente electronice, electromecanice şi pneumatice şi lucrează la o scară de timp 1 : 1 astfel încît permite şi includerea unor elemente reale: pilot uman, pilot automat etc.

Operaţiile matematice de sumare, integrare multiplicare şi împărţire se efectuează fie cu ajutorul unor amplificatoare de curent continuu cu drift stabilizat, fie cu servomotoare controlate electric. În total calculatorul are 2 000 unităţi electronice. Deşi costul primului model a fost foarte mare — circa 40 milioane lei — se estimează că el va conduce la economii mari, deoarece fiecare lansare a unei rachete este extrem de costisitoare. Sistemul este un auxiliar preţios în dezvoltarea proiectelor şi deşi nu poate înlocui complet probele reale, evită numeroase încercări costisitoare. Pentru unele probleme precizia obţinută nu este suficientă. Limitările provin pe de o parte din inerţia sistemelor mecanice, iar în părţile electronice din imprecizia valorilor componentelor ca şi de instabilitatea lor. Cu toate acestea, actualmente, calculatoarele analogice sînt singurele utilizate în această direcţie, deoarece cele digitale lucrează prea încet spre a putea fi incorporate într-un sistem lucrînd la o scară reală a timpilor.

Cu toate limitările indicate, calculatorul poate fi utilizat pentru studiul proiectilelor teleghidate. Se speră că de asemenea va putea fi utilizat pentru studiul avioanelor, în studiul controlului uman al mecanismelor, în probleme economice şi de tactică militară. *E. N.*

CZ 621.314.7 (09)

Unele aspecte ale progresului în materie de transistori. [După H. W. LOEB: Journal of the British Institution of Radio Engineers, 16 (1956) 9, p. 515—528].

Inventarea transistorilor în 1948 a fost însoţită de preziceri ultra optimiste asupra răspîndirii lor în dauna tuburilor electronice. Totuşi, pînă foarte recent, aparatele cu transistori nu au intrat în producţia de masă. Autorul constată o înaintare relativ înceată faţă cu speranţele a transistorilor în domeniul aplicaţiilor practice. În dorinţa de a explica acest fenomen autorul prezintă o substanţială trecere în revistă a tehnologie transistorului de la prepararea materiei prime pînă la finisare şi controlul produsului finit. Se subliniază cele mai recente progrese în acest domeniu. Din punctul de vedere al inginerului electronist, transistorul interesează ca un element de circuit cu funcţiuni de amplificare, oscilare, comutare etc. În legătură cu acestea se discută teoria circuitelor echivalente la transistori, constituite fie pe bază sintetică, adică pornind de la caracteristicile experimentale, fie pe bază analitică, pornind de la procesul intim de funcţionare a transistorului. Dependenţa de frecvenţă şi de curent a parametrilor circuitului echivalent este analizată mai în detaliu. Pe baza trecerii în revistă de mai sus sînt formulate concluziile. Motivele care au frînat larga răspîndire a transistorului în industria de electronică sînt în număr de 3: *a)* viteza cu care transistorul s-a perfecţionat, ceea ce a îndrumat industria să aştepte tipuri superioare care se întrezăreau; *b)* dificultăţi în trecerea la producţia de masă samiautomată a transistorilor, care ar provoca o scădere considerabilă a costului lor; *c)* concurenţa tuburilor cu catodă rece, care oferă avantaje similare, în domeniul maşinilor de calcul şi tehnicii impulsurilor în general. În prezent, o dată cu ultimele perfecţionări şi cu lansarea în producţie pe scară largă a radioreceptorilor portabili cu transistori, această epocă pare terminată. În următorii 5—7 ani autorul prevede o dezvoltare rapidă a aplicaţiilor, care va da un nou impuls pentru desăvîrşirea transistorului propriu-zis. Cu toate acestea, tubul electronic nu va deveni prin aceasta învechit. *I. L.*

CZ 538.551.2:621.3.015.3

Despre tratarea matematică a problemelor neliniare la fenomene tranzitorii. [După F. WEITZSCH: Electronische Rundschau, 10 (1956) 5].

O parte importantă la proiectarea unor circuite electronice o constituie calculul fenomenelor tranzitorii. Se consideră cazul aplicării unui impuls dreptunghiular de tensiune sau curent. Pentru rezolvarea fenomenelor tranzitorii cu relaţii neliniare (componente ale circuitului care variază cu tensiunea sau curentul, ciclul histerezis pentru inducţia magnetică etc.) există o serie de metode de aproximaţie. Aceste metode prezintă, de obicei, dezavantajul că se pierde privirea asupra fenomenelor electrice care se petrec. Se indică în acest sens căi mai convenabile, şi anume folosirea sistemelor ortogonale (ortonormale). Se arată metodele pentru aproximarea integralelor lor. Se descriu pe larg două exemple: fenomenele tranzitorii într-un circuit cu o rezistenţă variabilă cu tensiune şi conectarea unei bobine cu miez toroidal din ferroxdur. Se arată că în unele cazuri se ajunge ţelul fără dezvoltări laborioase prin alegerea potrivită a funcţiunilor. *S. H*

CZ 621.3 17.77.029.6

Un faz-metru pentru gama de frecvenţă 50 Hz-30 MHz. [După O. MACEK: Frequenz, 10 (1956) 5].

Pentru scopuri de etalonare şi pentru cercetarea anumitor circuite, linii, amplificatoare şi sisteme sînt necesare măsurători de fază cu precizia de + 1°. Metodele care se bazează pe folosirea circuitelor basculante permit, datorită unor greutăţi care apar la determinarea exactă a trecerii prin zero la frecvenţe ridicate, obţinerea unei precizii de numai ± 5°. De asemenea, se pot construi faz-metre numai pentru frecvenţe mai mici decît 100 kHz. Din această cauză la aparatul despre care este vorba s-a ales metoda elipsei cu care se poate acoperi domeniul de frecvenţă de la 50 Hz la 30 MHz. Dacă sistemul de cercetat este suficient de liniar precizia este de ± 1°. Tensiunea de intrare poate fi cuprinsă între valorile 0,2—6 V. Aparatul conţine un tub catodic şi oferă posibilitatea citirii directe a fazei. Se descriu metodele pentru determinarea unghiului din forma elipsei Lissajou şi mijloacele cu care se realizează citirea directă a fazei în cazul de faţă. *S. H.*

CZ 531.3:538.56

Mecanica şi electronica în evoluţia modernă a mecanicii neliniare. [După N. MINORSKI: L'Onde Electrique, 36 (1956) 352 (iulie), p. 575—582].

Articolul constituie o prezentare generală a problemei oscilaţiilor în sistemele electrice şi mecanice. Arătîndu-se că studiul oscilaţiilor, apărut mai întîi în mecanică, a căpătat o largă

dezvoltare o dată cu progresele electronicii precum şi că acest studiu poate fi făcut mult mai uşor cu mijloacele experimentale ale electronicii, decît cu cele ale mecanicii, se deduce că anumite fenomene oscilatorii obţinute în electronică, pot avea loc şi în mecanică, unde sînt însă foarte greu de evidenţiat. Articolul expune apoi unele probleme de oscilaţii neliniare obţinute în electronică şi discută corespondentul lor în mecanică, precum şi posibilităţile de existenţă ale acestora. Astfel se tratează ciclurile limită, discutîndu-se semnificaţia lor fizică din punctul de vedere al stabilităţii sistemului, problema sincronizării, a excitaţiei parametrice, a extincţiei asincrone şi a fenomenelor cu întîrziere. În încheierea articolului se discută unele perspective de folosire a electronicii nu numai în evidenţierea anumitor fenomene neliniare, dar chiar şi în ceea ce priveşte studiul teoretic al acestora. *Gh. R. I.*

CZ 621.319.414.002

Desfăşurarea procesului tehnologic la condensatori cu hîrtie [După C. M. LAURENT: L'Onde Electrique, 36 (1956) 348 p. 194—213.

La elaborarea producţiei de serie a condensatoarelor trebuie avut în vedere o serie de elemente tehnice şi tehnologice. Din caracteristicile care se cer unui bun condensator, se impun de la început numai cîteva, restul rezultînd din modul de lucru cît şi din materialele utilizate.

Alegerea valorii capacităţii trebuie să se facă pe considerentul ca să se poată satisface necesităţile practice cu un număr mic de modele. În cazul condensatoarelor cu hîrtie trebuie acoperit domeniul de 100 pF — 10 μF. Sub 100 pF hîrtia este înlocuită cu materialele ceramice. Toleranţa capacităţii se alege de aşa natură încît să nu complice prea mult execuţia şi să poată fi uşor atinsă; ± 10 este realizat fără prea mari dificultăţi.

Tensiunea de lucru este, de obicei, o tensiune continuă peste care se suprapune o mică componentă alternativă. Alegerea tensiunilor se face astfel încît cu un număr mic de modele să se poată acoperi gama uzuală de tensiuni.

Un element foarte important în construcţia condensatoarelor îl constituie materialul dielectric, în cazul de faţă hîrtia, cît şi materialul de impregnare. Aceste elemente au o influenţă mare asupra izolamentului cît şi asupra unghiului de pierderi în raport cu frecvenţa, temperatura şi tensiunea.

La elaborarea procesului tehnologic trebuie avut în vedere realizarea unui volum mic al condensatorului, fără însă să dăuneze celorlalte caracteristici ale condensatorului şi, în special, capacitatea şi tensiunea de lucru. Volum mic implică alegerea unei forme corespunzătoare.

Domeniul de frecvenţe în care poate fi utilizat condensatorul este limitat de frecvenţa proprie de rezonanţă. Pentru aceasta trebuie avut în vedere forma şi modul de prindere a armăturilor, realizîndu-se elemente parazite cît mai mici posibile. Important este şi modul de fixare al condensatorului în montaje. *Gh. S.*

CZ 621.365.92

Cîmpul electric într-un circuit de încălzire în dielectric.]După N. H. LANGTON şi E. E. GUNN: Journal of the British Institution of Radio Engineers, 16 (1956) 8,p. 414—424].

Se consideră condensatorul unei instalaţii de încălzire în dielectric, format din două plăci plane paralele dintre care una este mai mică decît cealaltă. Acest tip simplu este folosit în industria cauciucului, maselor plastice etc. Autorii îşi propun să studieze neuniformităţile cîmpului electric, datorită efectelor de margine şi să stabilească cu cît trebuie luat mai mic materialul supus încălzirii decît placa condensatorului, pentru ca încălzirea acestuia să fie uniformă. Distribuţia de cîmp se studiază pe cale teoretică, utilizînd transformări conforme şi pe cale experimentală, folosind un model electrolitic. Acest model, alcătuit din două plăci metalice despărţite printr-o hîrtie sugativă îmbibată într-un electrolit, precum şi metoda de trasare a echipotenţialelor, nu permit decît o ridicare foarte aproximativă a cîmpului. Se compară rezultatele teoretice cu cele experimentale şi se discută neconcordanţele care apar. *I. L.*

NUCLEONICĂ

CZ 621.039.42.001.57

Simulatorul unei staţiuni de energie nucleară. [După Electronic Engineering, X (1956) 10, p. 437].

În Marea Britanie s-a instalat recent un calculator electronic analogic care poate simula performanţele unei staţiuni complete de energie atomică. Principala întrebuinţare a simulatorului va fi la început la studierea fenomenelor tranzitorii care survin ca urmare a perturbaţiilor datorite manipulărilor greşite precum şi în analiza sistemelor de control automat. El poate de asemenea să fie întrebuinţat în cercetări asupra formelor de reactori mai avansaţi decît cei folosiţi în prezent. O proprietate a noului calculator este aceea că el poate fi utilizat atît în totalitate cît şi în două unităţi complet independente în caz că problemele de cercetat nu necesită întreaga maşină. Fenomenele se analizează în timpul real de desfăşurare, sistemul de înregistrare permiţînd înregistrarea simultană a patru variabile. Pentru fenomenele cu desfăşurare mai lentă în timp, modul de lucru al maşinii se poate accelera. Calculatorul cuprinde 8 cabine dintre care una de control, una conectată permanent pentru a simula reactorul nuclear iar celelalte 6 identice între ele, pot fi aranjate pentru a simula performanţele diferitelor componente ale staţiunii, permiţînd analiza unei mari diversităţi de probleme cu aceeaşi maşină *M. B.*

CZ 621.039.42—52

Bazele dinamicii reactorilor [După H. SARTORIUS şi H. MATUSCHKA: Regelungstechnik, 4 (1956) 7, p. 165—171].

În instalaţiile folosind reactori nucleari şi în special în centrele atomoelectrice, o problemă foarte importantă este aceea a reglării debitului de căldură sau, mai bine zis, al puterii debitate de reactori. Această reglare realizîndu-se practic prin metodele cunoscute (bare de reglare din cadmiu) trebuie să decurgă automat. Pentru aceasta, cel care proiectează instalaţia de reglare automată trebuie să cunoască comportarea în regim tranzitoriu a reactorului, adică să cunoască « dinamica reactorului».

În articol , autorii pornind de la ecuaţiile cunoscute ale fizicii reactorilor nucleari caută să stabilească funcţia de transfer a reactorului. Problema aceasta este destul de dificilă datorită fenomenelor foarte complexe din reactor; se introduc o serie de simplificări căutîndu-se a nu se depărta prea mult de realitatea practică. Se ajunge la concluzia că funcţia de transfer a reactorului, privită ca un element al sistemului automat poate fi exprimată prin relaţia:

$$\frac{dx}{dt} = x \cdot y \qquad (1)$$

în care:

y este mărimea la intrare a elementului;

x — mărimea la ieşire a elementului.

Mărimea la intrare a elementului y este aşa numita *reactivitate* care reprezintă, aproximativ, raportul dintre durata medie a reactorilor termici şi constanta de timp a reactorului:

$$y = \rho \approx \frac{l_0}{T} \qquad (2)$$

Reactivitatea definită ca mai sus, are valabilitate atît timp cît nu este variabilă cu temperatura. În caz contrar, se foloseşte relaţia:

$$\rho = \frac{k_\infty - 1}{k_\infty} - \frac{B^2}{k_\infty}(\tau + L^2) \qquad (3)$$

în care:

k_∞ este factorul de multiplicare pentru un neutron termic la reactor cu dimensiuni infinite;

τ — factorul lui termic (cm^2);

B — un factor depinzînd de geometria reactorului (cm^{-2});

L — lungimea de difuzie termică (cm) definită ca $L^2 = \frac{D}{\Sigma_a}$ în care D este coeficientul de difuzie (cm) iar Σ_a este secţiunea de absorbţie a materialului fisionabil.

Mărimea la ieşire a elementului x este densitatea fluxului de neutroni care la o anumită scară reprezintă puterea debitată. Dependenţa densităţii fluxului faţă de reactivitate se exprimă prin relaţia:

$$x = \Phi = \Phi(0)\, e^{\frac{1}{l_0}\int \rho(t)\, dt} \qquad (4)$$

de unde prin diferenţiere şi în ipoteza $\rho(t) = \text{const.}$ se obţine relaţia (1). Se observă că funcţia de transfer nu este liniară şi, deci, nu poate fi exprimată într-o ecuaţie operaţională Laplace sau fourier decît cu preţul unor simplificări, care depărtează de fenomenul fizic.

Se recurge atunci la maşini de calcul analoge (simulatorii), autorii descriind sumar calculatorul Siemens. *C. P.*

CZ 621.039.42—52

Un sistem de reglare pentru reactoarele nucleare destinate cercetărilor. [După E. T. DAVIS, V. S. UNDERKOFFLER şi R. N. BREY: Electrical Engineering, 75 (1956) 12, p. 1086—1090].

În articol se descrie o instalaţie de reglare automată a reactoarelor nucleare de cercetare, care poate fi însă folosită şi în alte scopuri. Nu se dau detalii ci se expun doar principiile fundamentale. Nu se presupun cunoştinţe speciale de teoria reactoarelor. Descrierea funcţionării se face presupunînd că obiectul reglat nu este reactorul ci o instalaţie termică, rolul fluxului de neutroni termici fiind îndeplinit de temperatură, iar rolul barelor reglare, de către o valvă care reglează cantitatea de combustibil.

Pentru a justifica schema de principiu, se consideră în prealabil *reglarea proporţională*, în care mărimea de intrare este suma a două tensiuni: o tensiune care reprezintă eroarea (excesul sau deficitul de neutroni faţă de valoarea prefixată) şi o a doua tensiune care depinde de poziţia barelor de reglare (fig.1; întrerupătorul *I* închis). Sistemul prezintă însă inconvenientul că poziţia de echilibru variază în decursul timpului datorită efectelor de temperatură, *otrăvirii* reactorului, consumării combustibilului nuclear etc. Pentru a se remedia inconvenientul se foloseşte schema *cu reajustare automată* (fig. 1: întrerupătorul *I* deschis), în care poziţia de echilibru corespunde totdeauna cazului cînd fluxul de neutroni are valoarea prefixată. Sistemul astfel obţinut poate fi însă nestabil; pentru a stabiliza sistemul

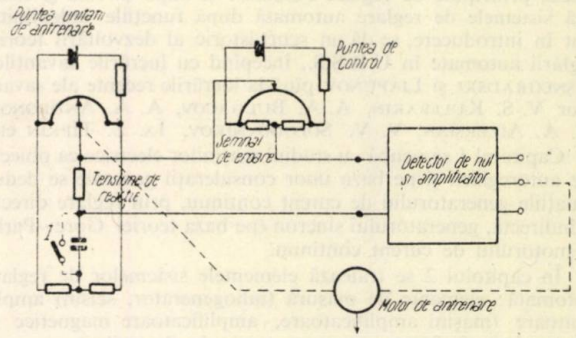


Fig. 1. Schema sistemului de reglare

se introduce o reacţie *de poziţie*, asupra căreia nu se dau amănunte.

Se menţionează cîteva particularităţi ale reglării reactoarelor de cercetare. La trecerea de la puteri mici la puteri mari este necesar să se folosească şi un semnal proporţional cu perioada reactorului. Totodată este necesar să existe un sistem de ajustare a sensibilităţii organelor detectoare de eroare în funcţie de puterea reactorului, cu scopul ca proprietăţile dinamice ale sistemului de reglare să fie aceleaşi, independent de regimul de funcţionare al reactorului. Este prevăzută posibilitatea de a întrerupe circuitul de reglare automată trecînd la reglarea manuală. Instalaţia a fost probată în stare de funcţionare timp de mai mulţi ani. Principalele ei calităţi sînt: siguranţa de funcţionare, uşurinţa de exploatare şi costul redus.

La lectura articolului se va observa că figurile 3 şi 4 sînt inversate între ele. *M. V. P.*

RECENZII

CZ 681.142:621.38

WASS, C. A. A.: **Introducere în calculatorii electronici analogi.** Pergamon Press Ltd., Londra, 1955, 238 p., 149 f.

În ultima vreme, în ştiinţă şi tehnică, calculatoarele electronice analoge capătă o dezvoltare şi o importanţă din ce în ce mai mare. Cartea lui C. A. A. WASS constituie o reuşită introducere în acest domeniu, expunînd nu atît detalii constructive, cît bazele principiale ale acestor calculatoare. Lucrarea conţine 11 capitole şi o anexă.

În primul capitol introductiv se prezintă cele două tipuri de maşini de calcul (digitale şi analogice), se face distincţia dintre analizoarele diferenţiale şi simulatoare, şi se indică elementele unui calculator electronic analog. Capitolul II expune principiul de lucru al analizoarelor diferenţiale pe baza rezolvării unor ecuaţii diferenţiale simple. Capitolul următor expune principiul de construcţie al unor simulatoare pentru sisteme mecanice simple, conţinînd frecări vîscoase şi inerţii. În încheierea capitolului se indică în mod principial simularea electronică a zborului unui avion. Capitolul IV tratează simularea unor probleme neliniare (o problemă de balistică, mişcarea unui electron într-un cîmp electromagnetic etc.). În capitolul V se tratează problema amplificatoarelor de curent continuu folosite în calculatoarelor analoge. Se tratează realizarea unor sumatori şi integratori, legată de problema derivei în amplificatorii de curent continuu. În încheiere se dau unele metode pentru corectarea derivei. Capitolul VI tratează metodele de efectuare a operaţiilor aritmetice. (adunarea şi scăderea) şi analitice (integrarea şi diferenţierea), cu ajutorul reţelelor şi amplificatorilor de curent continuu. Se examinează apoi erorile care se introduc în aceste operaţii datorită imperfecţiunilor de ordin practic ale amplificatorilor. Capitolul VII tratează elementele de calcul capabile să efectueze operaţii neliniare. Se examinează, astfel, unele tipuri de multiplicatori şi divizori şi tipuri de generatori de funcţii (cu osilograf catodic, cu potenţiometru special şi cu diode). În încheiere se analizează simularea jocurilor şi a zonei moarte în sistemele automate. In capitolul VIII se expun principiile de bază care trebuie avute în vedere în simularea electronică a diverselor fenomene şi în studiul acestora cu ajutorul simulatorilor. Capitolul următor expune aparatajul auxiliar necesar unui calculator analog (generator de impulsuri şi sinusoidal, surse de putere, dispozitive de măsură şi control). Capitolul X tratează unele tipuri speciale de simulatori cu scări de timp diferite, simulatori cu ajutorul unor reţele *RC*, simulatori de curent alternativ. Ultimul capitol al lucrării expune cîteva realizări importante de calculatori analogi existente astăzi. În anexă se tratează rezolvarea cu ajutorul unui analizor diferenţial a problemei oscilaţiilor unui sistem mecanic cuplat cu masă, frecare şi elasticitate.

Datorită faptului că tratează problemele fundamentale de calculatori analogici, lucrarea susmenţionată este valoroasă pentru studiul acestui domeniu al ştiinţei *Gh. R. I.*

CZ 621.313:621.316.7.078

MEEROV, M. V.: **Introducere în dinamica reglării automate a maşinilor electrice,** Ed. Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S., Moscova, 1956, 418 p., 270 f.

Cartea prof. M. V. MEEROV, apărută sub îngrijirea Institutului de Automatică şi Telemecanică al Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S., cuprinde un bogat material din teoria reglării automate a maşinilor electrice, atît sub forma expunerii metodelor clasice în acest domeniu, cît şi a cercetărilor proprii ale autorului. Faţă de bine cunoscuta lucrare publicată anterior [1]) autorul oferă un studiu mult mai complet al problemelor dinamicii

[1]) M. V. MEEROV: Bazele reglării automate a maşinilor electrice. Ed. Energetică de Stat, Moscova, 1952. Ediţia în lb. română, 1954.

autoreglării. Cartea cuprinde o introducere şi 17 capitole — 14 din dinamica fenomenelor liniare şi 4 a celor neliniare.

În introducere, M. V. MEEROV arată, pe scurt, în ce constă reglarea automată pe exemplul unui generator de curent continuu, principiile de reglare Polzunov şi după sarcină şi clasifică sistemele de reglare automată după funcţiile îndeplinite. Tot în introducere, se dă un scurt istoric al dezvoltării teoriei reglării automate în U.R.S.S., începînd cu lucrările savanţilor VÎŞNEGRADSKI şi LIAPUNOV pînă la lucrările recente ale savanţilor V. S. KULEBAKIN, A. A. BULGACOV, A. A. ANDRONOV, M. A. AIZERMAN, V. V. SOLODOVNIKOV, IA. Z. TÎPKIN etc.

Capitolul 1 se ocupă cu studiul maşinilor electrice ca obiecte ale autoreglării şi pe baza unor consideraţii generale se deduc ecuaţiile generatorului de curent continuu, prin reglare directă şi indirectă, generatorului sincron (pe baza teoriei Gorev-Park) şi motorului de curent continuu.

În capitolul 2 se tratează elementele sistemelor de reglare automată: elemente de măsură (tahogenerator, selsin) amplificatoare (maşini amplificatoare, amplificatoare magnetice şi electronice) şi, foarte pe scurt, organele de reglare.

Capitolul 3 face o scurtă prezentare a elementelor de matematică necesare în teoria reglării automate: transformarea Laplace cu exemple şi transformarea Fourier.

În capitolul 4 se tratează elementele tip şi schemele lor structurale: elementul tip aperiodic, oscilator, integrator; pe baza lor se deduce schema structurală a unui sistem. Tot aici se vorbeşte despre statism şi abaterea sistemelor de autoreglare în regim staţionar.

Capitolul 5 se ocupă cu problema stabilităţii. După ce se defineşte noţiunea de stabilitate se examinează criteriile de stabilitate în general şi pe exemple: criteriile Routh-Hurwitz, criteriile de frecvenţă (amplitudine-fază, a lui Mihailov şi criteriul generalizat împărţirea *D*). Pe baza acestora se calculează în capitolul 6 cîteva exemple de stabilitate a instalaţiilor de autoreglare şi reţelele corectoare necesare.

Capitolul 7 tratează problema calităţii sistemelor de autoreglare, definită prin 4 parametri: durata procesului de reglare, precizia în regim staţionar, mărimea suprareglării şi gradul de oscilaţie. Se trec în revistă mai multe metode pentru analiza calităţii sistemelor: aprecierea calităţii pe baza gradului de stabilitate, pe baza expresiilor integrale şi metodele de frecvenţă. Asupra acestei ultime metode se insistă mai mult şi se dau procedee practice de construcţie a caracteristicilor sistemului închis şi evaluarea calităţii pe baza lor — metode în bună parte originale. Mai departe, se trece în capitolul 8 la procesul tranzitoriu al sistemelor şi se expun diverse metode de construire a curbei (direct prin transformarea Laplace, metoda trapezelor a lui V. V. Solodovnicov, metoda grafică a lui Başkirov). Un capitol important, rar întîlnit în alte lucrări, cuprinde un studiu al influenţei parametrilor cu valori mici asupra dinamicii sistemelor de autoreglare (cap. 9). Pe baza cercetărilor proprii, autorul arată influenţa acestor parametri asupra stabilităţii sistemului în diferite cazuri şi cazurile cînd ei se pot neglija în calcul.

Capitolul 10 tratează teoria sistemelor cu întîrziere, iar capitolul 13 sistemele reglării discontinue; în general, expunerea urmează lucrările lui IA. Z. TÎPKIN.

Capitolul 11 intitulat « Unele probleme ale sintezei sistemelor autoreglării » cuprinde cercetările anterioare ale prof. MEEROV în domeniul alegerii structurii şi parametrilor reţelelor corectoare, pentru sisteme care constau din *n* elemente tip aperiodice astfel încît sistemul să fie stabil şi cu o foarte mică abatere staţionară. Rezultatele se scot sub formă de tabele foarte utile. Materialul expus se aplică în cap. 12 pentru exemple de calcul.

Ultimele capitole ale lucrării (cap. 14—17) se ocupă cu studiul dinamicii sistemelor nelinire. Se examinează cîteva neliniarităţi tipice ca: zona de insensibilitate, saturaţia, caracteristica de histerezis; în continuare se tratează metodele cunoscute de studiul sistemelor neliniare: metoda planului de fază, metoda transformărilor punctuale ale suprafeţelor, metoda grafică bazată pe principiul echilibrului armonic a lui Goldfarb.

Lucrarea este remarcabilă prin abundenţa problemelor tratate — cuprinzînd aproape toate problemele dinamicii sistemelor de reglare automată într-o formă uşor accesibilă fără a atenua cu nimic sobrietatea matematică. De aceea lucrarea este bine venită multor ingineri şi tuturor acelor care lucrează direct cu aceste sisteme cărora lucrarea le este de un preţios ajutor, dîndu-le metode precise şi moderne de calcul, completate cu numeroase exemple.

Din acest punct de vedere o recomandăm călduros tuturor persoanelor din ţara noastră care se ocupă cu sistemele de reglare automată şi ar fi foarte folositoare traducerea ei în limba romînă. *N. S.*

CZ 621—53:621.318.5

TÎPKIN, IA. Z.: **Teoria sistemelor reglării automate de tip releu.** Ed. de Stat pentru literatura tehnico-teoretică, Moscova, 1955, 450 p., 249 f.

Sistemele reglării automate de tip releu se întrebuinţează mult în diferite domenii ale tehnicii, atît pentru simplitatea lor cît şi uneori pentru caracteristicile dinamice mai bune faţă de sisteme de alt tip.

Cartea prof. Ia. Z. TÎPKIN se ocupă cu studiul sistemelor automate de tip releu, construind teoria acestor sisteme pe baza noţiunilor de funcţie de transfer, caracteristica de frecvenţă şi răspunsul tranzitoriu. Lucrarea cuprinde: introducere, 12 capitole, un supliment de matematici şi bibliografie.

În introducere se arată în ce constă un sistem de reglare automată de tip releu şi deosebirile faţă de celelalte tipuri. În continuare se face un documentat istoric al lucrărilor teoretice sovietice şi străine de acest gen din secolul XIX pînă azi.

În capitolul 1 se dau exemple de sisteme ale reglării automate de tip releu: sisteme bipoziţionale pentru reglarea temperaturii, regulatorul VTI, regulatorul de vibraţie, potenţiometrul automat VEI, sisteme de urmărire şi telemăsură etc. În continuare se fac scurte consideraţii asupra părţii liniare a sistemului şi elementului releu şi se dă clasificarea sistemelor de tip releu.

Capitolul 2 se ocupă cu ecuaţiile sistemelor de autoreglare de tip releu. După ce se amintesc noţiunile de funcţie de transfer a părţii liniare a sistemului (pentru elemente cu constante distribuite şi concentrate), răspunsul tranzitoriu şi caracteristica de frecvenţă se dau ecuaţiile elementului neliniar de diferite tipuri sub forma unor funcţii discontinue exprimate şi apoi se deduc ecuaţiile sistemului cu circuit închis, sub forma:

$$X(p) = F(p) - W(p)\,\mathfrak{L}\left\{\Phi\,[x\,(t)]\right\}$$

în care $\mathfrak{L}\left\{\Phi\,[x\,(t)]\right\}$ reprezintă transformata Laplace a funcţiei elementului neliniar, $W(p)$ — funcţia de transfer a părţii liniare a sistemului, iar $X(p)$ şi $F(p)$ — transformatele Laplace ale mărimii de acţionare şi a perturbaţiei respective. La baza acestor relaţii se deduc ecuaţiile sistemelor exemplificate în cap. 1.

Capitolul 3 este intitulat «Procese tranzitorii în sistemele reglării automate de tip releu şi regimurile lor de funcţionare». Ideea de bază a construirii curbelor de regim tranzitoriu porneşte de la observaţia că în procesul tranzitoriu partea liniară a sistemului este supusă acţiunii unei serii de impulsuri în momente de timp determinate de mărimea de comandă şi de limitele de declanşare şi anclanşare ale elementului neliniar. Ca urmare se poate afla procesul tranzitoriu prin însumarea respectivă a reacţiilor părţii liniare a sistemului la aceste impulsuri elementare, ipoteză de altfel enunţată şi de KAHN D. A. Pentru aceasta se calculează mai întîi răspunsul părţii liniare şi apoi momentele de comutaţie t_k pentru care se dau în lucrare procedee grafice. Se examinează cazurile cu şi fără zonă de insensibilitate, se dau diagrame şi tabele pentru exemplele calculate. Procesele care apar în sisteme pot fi atenuate, crescătoare sau limitate, după felul variaţiei în timp a mărimii de ieşire a sistemului automat.

În capitolul 4 se tratează stabilitatea poziţiei de echilibru a sistemelor de tip releu, adică acea stare corespunzătoare cu anularea mărimii de acţionare (se examinează numai acele sisteme în care se realizează aceste condiţii, adică sisteme fără histerezis şi zona de insensibilitate). Se ajunge la concluzia că studiul stabilităţii poziţiei de echilibru se reduce la studiul stabilităţii sistemului liniar prin înlocuirea elementului releu cu un element liniar amplificator, al cărui coeficient de amplificare creşte nemărginit. Mai departe, se dau criterii pentru aflarea stabilităţii poziţiei de echilibru pe baza funcţiei de transfer $W(p)$ a părţii liniare a sistemului, a caracteristicii de frecvenţă $W(j\omega)$ şi a răspunsului tranzitoriu $h(t)$.

Capitolele 5, 6 şi 7 tratează problema oscilaţiilor în sistemele de autoreglare de tip releu. Se examinează comportarea sistemului deschis la perturbaţii periodice, condiţia autooscilaţiei simple şi complexe pentru cazurile cu şi fără, zonă de instabilitate şi mijloacele pentru mărirea frecvenţei autooscilaţiilor.

Capitolul 7 tratează oscilaţiile întreţinute aplicate sistemului în aceleaşi cazuri ca mai sus. Teoria este întregită de exemple de calcul foarte utile.

În capitolul 8 se studiază regimurile periodice în sisteme (oscilaţii întreţinute şi autooscilaţii), care se observă fizic numai în sistemele stabilite. De aceea este necesar a determina stabilitatea regimurilor periodice şi a alege dintre ele pe acelea care se pot realiza fizic. Pe baza consideraţiilor din acest capitol se dezvoltă în capitolul următor (cap. 9) criteriile de stabilitate ale regimurilor periodice, dîndu-se formularea şi demonstrarea criteriilor de frecvenţă şi algebrice. Exemplificarea lor se face pentru cazurile sistemelor cu şi fără zonă de insensibilitate.

Capitolul 10 al lucrării se ocupă cu calculul regimurilor periodice şi aprecierea formei şi amplitudinii lor maxime, chestiune importantă din punctul de vedere al influenţei acestor regimuri asupra procesului de reglare. Luînd ca date iniţiale caracteristica de frecvenţă răspunsul tranzitoriu sau funcţia de transfer se ajunge la 3 procedee de calcul ale regimului periodic. Se compară rezultatele cînd calculul se face cu metode exacte şi cu metode aproximative.

Un capitol interesant este capitolul 11 care tratează despre liniarizarea sistemelor reglării automate de tip releu. În anumite condiţii elementul releu poate căpăta proprietatea proporţionalităţii dacă în acelaşi timp cu mărimea de intrare i se aplică o mărime periodică. Procesul de liniarizare este echivalent cu cel de modulare şi se poate realiza prin oscilaţii întreţinute sau autooscilaţii, cazuri care se examinează amănunţit.

Ultimul capitol al lucrării prof. ŢÎPKIN tratează cazul procesului de reglare optim în sisteme, adică procesul care decurge în minimum de timp fără ca sistemul să fie înclinat spre autooscilaţii sau suprareglare. Concluzia dată este că pentru realizarea procesului optim va fi necesar să se schimbe semnul mărimii de comandă, astfel ca o dată cu anularea mărimii de acţionare $x(t)$ să se anuleze şi $n-1$ derivate ale ei — condiţie care se îndeplineşte numai cînd polurile funcţiei de transfer $W(x)$ sînt reale şi nepozitive.

Lucrarea se încheie cu un supliment matematic cuprinzînd noţiunile de bază asupra transformării Laplace, seriilor Fourier şi funcţiilor delta, folositor pentru înţelegerea teoriei din capitolele precedente.

În general, lucrarea prof. Ia. Z. ŢÎPKIN prin bogatul material prezentat atît ca lucrări originale, cît şi ca sistematizare a altor cercetări este o monografie completă şi foarte bună a problemelor reglării automate prin sisteme de tip releu şi de acea poate fi foarte utilă persoanelor care se ocupă cu aceste probleme. *N. S.*

CZ 621—526

THALER, G. J.: **Elemente de teoria servomecanismelor** Mc. Graw-Hill, New-York, 1955, 282 p., 138 f.

Lucrarea constituie o foarte bună introducere în teoria sistemelor automate, atît liniare cît şi neliniare. Ea conţine 12 capitole şi 3 anexe.

În primul capitol, introducere, se expune problema comenzii automate, schema bloc principială a sistemelor automate şi se dau unele exemple simple de servomecanisme de poziţie. Capitolul II « Aspectele generale ale analizei şi proiectării » indică cele două metode de încercare a sistemelor automate: în regim tranzitoriu şi sinusoidal, judecarea performanţelor sistemului după aceste răspunsuri, precum şi principii de alegere a elementelor componente în funcţie de specificările de proiectare. În capitolul III « Analiza tranzitorie a servomecanismelor » se tratează răspunsul tranzitoriu al sistemelor de gradul 2 cu comandă proporţională faţă de diverse perturbaţii standard, se discută performanţele acestui sistem în funcţie de parametri; se tratează de asemenea sisteme cu comandă cu prima şi a doua derivată, precum şi cele cu comandă integrală. Capitolul IV « Funcţii de transfer » introduce noţiunea de funcţie de transfer, care se calculează apoi pentru o serie de cazuri concrete. În capitolul V « Trasarea funcţiilor de transfer » se examinează metodele de reprezentare ale funcţiilor de transfer în planul complex şi în diagrame logaritmice, după care se examinează reprezentarea în planul invers. Capitolul VI «Analiza sistemelor cu o singură buclă» tratează problema stabilităţii sistemelor pe baza criteriului Nyquist, problema performanţelor de regim staţionar, precum şi deducerea performanţelor tranzitorii din cele sinusoidale, în cazuri simple. În capitolul VII « Metodele de îndeplinire a specificaţiilor de performanţă » se examinează efectul reţelelor corectoare şi al modificării cîştigului asupra performanţelor sistemului. Capitolul VIII « Ajustarea cîştigului servomecanismului » tratează modificarea performanţelor sistemului datorită modificării cîştigului, cu ajutorul reprezentărilor polare şi logaritmice. În capitolul IX « Compensarea serie a servomecanismelor » se tratează problema corecţiei serie a sistemelor automate, prin reţele corectoare simple, cu ajutorul reprezentărilor polare şi logaritmice. Se dau numeroase exemple de corecţii pentru sisteme de tip 0, 1 şi 2. Capitolul X « Compensarea prin reacţie a servomecanismelor » tratează problema corecţiei paralel a sistemelor automate. Se dau numeroase sisteme de corecţie, folosind atît reprezentarea polară cît şi cea logaritmică şi se studiază efectele variaţiei cîştigului asupra performanţelor sale. În capitolul XI « Introducere în teoria avansată a sistemelor liniare », se abordează unele probleme mai adînci din cadrul acestei teorii: sisteme cu bucle multiple, sisteme cu contactoare, criterii de optimizare a sistemelor, utilizarea metodei locului rădăcinilor în proiectare. În ultimul capitol « Introducere în teoria avansată a sistemelor neliniare » se examinează tipurile de neliniarităţi care apar în servomecanisme şi se expun cele două metode pentru tratarea sistemelor neliniare: metoda reprezentării în planul fazelor şi metoda analizei sinusoidale. În cele trei anexe se dau date privitoare la construcţia diferitelor diagrame, se descriu elementele componente ale sistemelor automate şi se expune metoda transformării Laplace directă şi inversă. În afară de acest material, lucrarea mai conţine o serie de probleme aplicative legate de diversele capitole.

Întreaga lucrare este remarcabilă prin sistematizarea materialului şi prin claritatea expunerii. Aceasta face ca ea să constituie o foarte bună, posibilitate de studiu a sistemelor automate pe baza căreia să se poată trece apoi la abordarea chestiunilor mai speciale. *Gh. R. I.*

CZ 621.385 (083.8)

GEORGESCU A., şi GOLEA I.: **Catalog de tuburi electronice**, Editura Tehnică, Bucureşti, 1957, 381 p.

În ultimii ani, industria noastră de radio a cunoscut o puternică dezvoltare; numărul inginerilor care lucrează în laboratoare şi institute de cercetări din domeniul electronicii creşte mereu şi necesitatea unei bogate şi variate literaturi de specialitate se impune tot mai mult. Pe această linie, apariţia « Catalogului de tuburi electronice », constituie un eveniment de două ori important; în primul rînd, pentru că pune la îndemîna inginerilor şi tehnicienilor un manual practic şi folositor şi apoi pentru că această realizare autohtonă afirmă o dată mai mult posibilităţile noastre.

Dat fiind numărul considerabil de cataloage care apar în fiecare an în toate colţurile lumii, o încercare în acest gen se remarcă printr-o cît mai judicioasă prezentare a materialului conţinut, printr-o sistematizare a datelor incluse care să permită găsirea rapidă a elementelor esenţiale. Din acest punct de vedere, observăm prezentarea logică şi clară a datelor tuburilor, în catalogul nostru. Înafară de clasificarea alfabetică şi în ordine crescătoare a tuburilor (după denumirea lor) care permite găsirea rapidă a unui tub oarecare, catalogul prezintă o sistematizare a tuburilor după funcţiunile lor ceea ce permite găsirea tubului cel mai indicat pentru anumite scopuri. Această ultimă împărţire se păstrează şi în prezentarea generală a tuburilor, dînd astfel posibilitatea comparării diferitelor tuburi cu aceeaşi funcţiune ceea ce permite o alegere optimă, precum şi o eventuală înlocuire.

Pentru un tub dat, s-a urmărit prezentarea datelor de primă necesitate pentru fixarea unui punct de funcţionare cît şi pentru cunoaşterea parametrilor tubului respectiv. Avînd în vedere numărul mare de tuburi prezentate precum şi proporţiile prezentei lucrări, nu s-au putut da date mai amănunţite privind condiţiile de proiectare sau legarea tubului în diferite scheme,

date care se pot însă găsi în literatura de specialitate. Este de altfel de remarcat că un catalog care urmăreşte să descrie cît mai amănunţit comportarea şi performanţele tuburilor, pierde în ceea ce priveşte claritatea prezentării generale şi uşurinţa găsirii datelor de primă necesitate; cum un catalog trebuie să fie în primul rînd un îndreptar tehnic de largă întrebuinţare, sîntem de părere că forma sa actuală (avînd în vedere şi că este unicul în acest gen) este cea mai nimerită. Cu timpul, fără îndoială că inginerii noştrii se vor preocupa de editarea unor cataloage foarte amănunţite, pe grupuri mai restrînse de tuburi aşa cum se procedează în literatura de specialitate din alte ţări.

Prezentarea soclurilor pe aceeaşi pagină cu datele tubului, precum şi adăugarea la finele fiecărui capitol a diagramelor tuburilor conţinute în el, constituie un aranjament practic pentru o uşoară utilizare a manualului. Se remarcă, de asemenea, forma tehnică îngrijită sub care a apărut acest volum, precizia diagramelor şi a schemelor.

Partea introductivă, privind noţiunile generale asupra tuburilor şi circuitelor electronice este concisă şi serveşte la rememorarea diferitelor formule şi scheme de utilizare mai largă Prin tratarea unor probleme mai delicate cum ar fi—alunecarea frecvenţei sau diferitele feluri de modulaţii parazite — această parte constituie un îndreptar util la îndemîna tehnicienilor. Datorită formei necesar restrînse a acestui capitol nu se pot adînci însă aceste probleme, astfel încît în felul în care sînt expuse ele nu pot servi la proiectare şi nu aruncă decît o lumină foarte generală asupra fenomenului respectiv. Necesitatea acestui capitol este comentabilă.

Privit în totalitatea lui, catalogul de tuburi recent apărut constituie o realizare deosebit de preţioasă în acest domeniu, şi va constitui, credem, un punct de fixare pentru viitoarele publicaţii de specialitate, care cu siguranţă nu se vor lăsa aşteptate. *M.B.*

CZ 517.433

DOETSCH, G.: **Indrumător pentru aplicarea practică a transformării Laplace** Ed. R. Oldenburg, München, 1956, 198 p., 12 f.

Cartea prof. dr. G. DOETSCH are drept scop de a pune la îndemîna fizicienilor şi inginerilor un îndrumar practic privind utilizarea transformării Laplace în diversele aplicaţii.

Într-o serie de lucrări anterioare, autorul a expus principiile şi aplicaţiile transformării Laplace, cu deosebită competinţă, lucru care i-a creat o reputaţie mondială in acest domeniu.

Primul capitol se ocupă de definirea şi proprietăţile generale ale transformării Laplace insistîndu-se asupra sensului fizic al integralei Laplace cît şi asupra transformării funcţionale pe care o introduce.

Capitolul II tratează regulile de calcul în transformarea Laplace. Se dau 10 reguli de calcul privind următoarele cazuri: substituţii liniare, diferenţieri, integrări, produse.

Capitolul al treilea se ocupă de ecuaţiile diferenţiale ordinare. Se expun ecuaţiile diferenţiale de ordinul întîi, doi şi apoi de ordinul n unde se observă cazul cînd zerourile numitorului sînt diferite (poli simpli) şi zerouri egale (poli multipli). Se trece apoi la calculul funcţiei impuls (Dirac) ca funcţie de intrare. Un alt paragraf se ocupă de sistemele de ecuaţii diferenţiale, la a căror rezolvare, transformarea Laplace aduce simţitoare avantaje de calcul prin obţinerea unor sisteme de ecuaţii algebrice. Se deosebesc cazurile: sisteme cu structuri diferite pe diverse intervale şi sisteme cu valori iniţiale.

Capitolul 4 expune calculul ecuaţiilor cu diferenţe cu variabile continue şi discontinue.

Capitolul 5 se ocupă de rezolvarea ecuaţiilor cu derivate parţiale. Un paragraf dă indicaţii generale asupra modului de aplicare a transformării Laplace în cazul ecuaţiilor cu derivate parţiale, cu condiţii iniţiale şi de frontieră, prin care se obţin ecuaţii diferenţiale ordinare. Apoi se trece la rezolvarea unor ecuaţii clasice: ecuaţia căldurii şi ecuaţia telegrafiştilor.

Capitolul 6 expune calculul ecuaţiilor integrale omogene şi neomogene de tipul multiplicativ şi relaţii integrale care rezultă din aplicarea transformatei inverse a unor ecuaţii algebrice.

Capitolul 7 se ocupă de calculul funcţiunii originale din funcţiunea imagine cu ajutorul integralei complexe inverse şi dezvoltarea în serie.

Capitolul 8, ultimul capitol al lucrării, tratează o problemă foarte importantă, pentru practică şi anume comportarea asimptotică a funcţiilor şi problema stabilităţii. Într-un paragraf se dau unele teoreme asupra limitelor de valabilitate. Apoi se expune noţiunea generală a reprezentării asimptotice şi dezvoltării asimptotice a funcţiilor, după care se tratează dezvoltarea asimptotică a funcţiunii imagine şi funcţiunii original; după aceasta se examinează problema stabilităţii sistemelor fizice.

În anexă se dau tabele practice judicios întocmite privind aplicarea transformatei Laplace.

Lucrarea se prezintă la un nivel înalt, totuşi accesibil celor care posedă noţiunile elementare ale calculului operaţionale. Expunerea diverselor metode de calcul este completată de numeroase exemple numerice luate din cazurile ivite în tehnică sau fizică. Metodica de calcul este expusă sistematic şi intuitiv. Inteligibilitatea comodă este realizată şi prin condiţiile grafice superioare în care se prezintă lucrarea. Pentru fizicieni şi ingineri ea reprezintă un auxiliar preţios în aplicarea transformatei Laplace care se impune tot mai vital în problemele practice ce se ivesc continuu în ţara noastră. *L. L.*

CRONICA

Conferinţa asupra problemelor automatizărilor industriale în R.P.R.

CZ 621—52:338.062.214:061.3 (R)

Comisia de Automatizare de pe lîngă Prezidiul Academiei R.P.R. organizează anul acesta a II-a conferinţă asupra problemelor automatizărilor industriale cu un program care este expus la finele acestei note. Tema acestei conferinţe este astăzi de mare actualitate în întreaga lume şi a făcut, în special în cursul anului 1956, obiectul a nenumărate conferinţe cu caracter naţional sau internaţional.

Dezvoltarea automatizărilor industriale, problemă de care în faza actuală a tehnicii este strîns legată mărirea productivităţii muncii, presupune îndeplinirea a numeroase condiţii dintre care vom indica pe cele mai importante. Mai întîi este necesară o cunoaştere aprofundată a bazelor teoretice şi a metodelor de calcul pentru acest domeniu. O bogată literatură de specialitate există acum în numeroase ţări industriale şi cunoaşterea ei trebuie răspîndită la noi. În afară de aceasta, sînt necesare studii legate de particularităţile industriei noastre pentru a se putea realiza proiectări de automatizări în condiţii optime. Aceste probleme au implicaţie în învăţămîntul superior precum şi în activitatea institutelor de cercetări ştiinţifice matematice sau tehnice care pot promova studii originale în acest domeniu. În al doilea rînd performanţele tehnice şi rezultatele economice ale instalaţiilor limitează gradul de automatizare care poate fi introdus în mod rezonabil. Aceasta presupune o cunoaştere a diferitelor metode cu care se pot realiza automatizările, avantajele lor relative, precum şi o documentare asupra aparaturii care se poate întrebuinţa cu succes într-un anumit caz. Un criteriu important pentru a determina gradul de automatizare este criteriul economic. Pînă în cele din urmă, afară de cazul cînd automatizarea este impusă de protecţia muncii, trebuie să se obţină cu instalaţia automatizată o producţie mărită şi un preţ de cost mai redus. Aprecierea economicităţii unei automatizări mai ales cînd trebuie aplicată unei industrii existente pentru a o moderniza este o problemă foarte dificilă. Automatizarea necesită tehnicieni calificaţi, atît în domeniul proiectărilor, al executării cît şi al exploatării. Nici o extindere serioasă a automatizării nu poate fi făcută înainte ca această formaţie a cadrelor să fie rezolvată. În sfîrşit, este necesar ca să avem o informare de ansamblu asupra nevoilor şi posibilităţilor de automatizare în industria noastră. Aceasta va determina atît programul de viitor al proiectelor de automatizare cît şi organizarea în ţară a unei fabricaţii de elemente de automatizare, a întreprinderilor de exe-

cuţie şi întreţinere cît şi a orientării studiilor în institutele de specialitate.

Prin tematica stabilită, conferinţa răspunde celor de mai sus informînd asupra realizărilor din ţară şi străinătate în domeniul automatizărilor şi controlului industrial, prezentarea problemelor ştiinţifice din acest domeniu, aspectele tehnice şi economice, precum şi propuneri pentru dezvoltarea automatizărilor în diferite ramuri industriale din ţară.

Conferinţa se va desfăşura în 3 secţii cu organizarea de mai jos şi va avea loc între 5 şi 8 iunie 1957.

Preşedinte: Acad. prof. I. S. GHEORGHIU

Vicepreşedinte: Acad. prof. GR. MOISIL

Secretariat: Ing I. PAPADACHE şi ing. M. STERU

Secţia I-a: *Bazele teoretice ale automatizării*

Colectiv de îndrumare: Prof.dr. ing. A. AVRAMESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R., Prof. CHR. VAZACA, conf. ing. D. DAMSKER şi conf. ing. C. PENESCU.

Teoria reglării automate

Teoria informaţiei

Cibernetica tehnică

Teoria schemelor cu relee şi contacte.

Secţia II-a: *Probleme generale în legătură cu automatizarea, măsurarea şi controlul proceselor de producţie*

Colectiv de îndrumare: Prof. dr. ing. M. MARINESCU membru corespondent al Acamemiei R.P.R., Prof. R. CONSTANTINESCU, ing. I. PAPADACHE, conf. ing. R. STERE.

Terminologie şi definiţii

Măsurări pentru procese tehnologice comune la mai multe industrii (temperatură, presiuni, debite, *p*H etc.)

Criterii tehnico-economice în introducerea automatizărilor

Telecomanda şi telemăsurarea în controlul şi automatizarea proceselor industriale

Elementele destinate automatizărilor şi controlului industria

Tehnica nouă în construcţia maşinilor automatizate

Cadrele pentru executarea şi întreţinerea instalaţiilor automate şi de control industrial

Întrebuinţarea izotopilor radioactivi în controlul proceselor industriale

Aplicaţiile maşinilor de calculat în automatizări

Electronica în automatizarea şi controlul proceselor industriale

Reglarea şi comanda electronică şi magnetică în domeniul acţionărilor electrice

Secţia III-a: *Automatizare, măsurare şi control tehnologic în diferitele industrii*

Colectiv de îndrumare: prof. dr. ing. R. RĂDULEŢ membru corespondent al Academiei R.P.R., conf. ing. C. APETREI, conf. ing. S. CĂLIN, conf. ing. S. SCHĂCHTER, ing. M. STERU.

Metalurgie şi siderurgie

Extracţia minieră

Extracţia petroliferă

Transportul la mare distanţă a gazelor şi petrolului

Prelucrarea petrolului

Industria chimică

Industria uşoară

Industria alimentară

Telecomunicaţii

Transportul feroviar

Industria materialelor de construcţii

Industria lemnului şi hîrtiei

Sistemele energetice, în care se cuprinde: *a)* centrale hidroelectrice; *b)* centrale termice şi *c)* reţele de transport şi distribuţie.

I. P.

Conferinţa de Tehnica Măsurilor şi Instrumentaţie ţinută la Budapesta între 1 – 4 octombrie 1956

CZ 338.05:061.3(439)

Conferinţa de Tehnica Măsurilor a fost organizată de către Asociaţia ştiinţifică pentru Tehnica Măsurilor şi Automatizare din R. P. Ungară. Ea a fost o conferinţă naţională, cu invitaţi din ţările prietene (U.R.S.S., Polonia, Cehoslovacia, Germania, Romînia). Din partea ţării noastre au luat parte trei delegaţi, doi din partea Academiei R.P.R. şi unul din partea Institutului de Metrologie. La această conferinţă au asistat circa 50 de delegaţi străini pe lîngă cei aproape 200 participanţi maghiari. Asociaţia ştiinţifică pentru Tehnica Măsurilor şi Automatizare face parte din Federaţia asociaţiilor tehnice şi ştiinţifice din Ungaria, corespunzătoare deci cu A.S.I.T.-ul nostru. Federaţia aceasta conţine 25 de asociaţii maghiare, care activează în diferite specialităţi. Asociaţia ştiinţifică pentru Tehnica Măsurilor şi Automatizare are circa 500 membri maghiari. În total Federaţia are 33 000 membri.

Conferinţa a fost organizată pe opt secţiuni: secţiunea de metrologie cu 6 referate; secţiunea de măsuri mecanice cu 7 referate; secţiunea de măsuri optice cu 6 referate; secţiunea de măsuri termodinamice cu 6 referate; secţiunea de electrocomunicaţii cu 11 referate; secţiunea de măsuri fizico-chimice cu 19 referate; secţiunea de fizică nucleară cu 8 referate; secţiunea de maşini de calcul cu 8 referate; În total s-au prezentat 71 de referate.

Deschiderea conferinţei a fost făcută de acad. ANTAL TARCZY-HORNOCH, după care au urmat lucrările în secţiuni.

Contribuţia delegaţiei noastre a constat, în principal, din prezentarea a două referate:

1. Asupra măsurării exacte cu ajutorul statisticii matematice, prezentat de Ing. F. ONIŢIU, şi

2. Maşina electronică de calcul a Institutului de Fizică Atomică, prezentat de Ing. T. TĂNĂSESCU şi ing. V. TOMA.

Ambele referate au fost primite cu interes şi au comportat discuţii vii, prelungite şi în afara şedinţelor programate. Maşina noastră electronică de calcul de tip aritmetic este de mare interes pentru cercetătorii din ţările de democraţie populară, întrucît ea este azi unica maşină gata de funcţionare în aceste ţări.

Delegaţii noştri s-au întreţinut cu ceilalţi delegaţi şi au discutat probleme de specialitate şi de organizare a cercetării.

Din discuţiile avute în timpul conferinţei a rezultat că pentru ţările nu prea mari cum sînt ţările de democraţie populară, problemele de tehnica măsurilor sînt azi mai actuale decît problemele moderne de automatizare mecanică complexă, cum ar fi de exemplu lanţurile automate de fabricaţie a pieselor. De aceea, în R.P.R. atenţia noastră trebuie azi îndreptată cu deosebit interes în tehnica măsurilor. De altfel această tehnică este partea principală în problemele de automatizări cu medii continue, cum se prezintă cazul în industria chimică şi în petrol.

Cu ocazia acestei conferinţe delegaţia noastră a vizitat la Budapesta:

Academia R.P.U., (acad. H. HEVESI, locţiitor al secretarului general şi vicepreşedinte al Federaţiei asociaţiilor tehnice şi ştiinţifice); Institutul central de fizică atomică al Academiei R.P.U.; Institutul de cercetări industriale pentru instrumente; Organizaţia de export «Metrimpex»; Universitatea tehnică; Fabrica de lămpi şi tuburi electronice; Fabrica «Orion» de aparate electronice de măsură; Institutul de cercetări pentru semiconductoare; Expoziţia de aparate speciale de măsură, care a fost deschisă la Budapesta în timpul congresului.

Înainte de această conferinţă de măsuri tehnice, o parte din delegaţia noastră a luat parte la Budapesta (21 – 22 sept.) la Congresul Federaţiei asociaţiilor ştiinţifice şi tehnice (MTZE).

Programul de referate al Conferinţei pentru tehnica măsurilor a fost următorul:

Secţia I-a: *Metrologie generală şi instrumentaţie*

1. Docent GYORGY STRIKER: Tehnica Măsurilor – una din ştiinţele cele mai tinere.

2. Dr. GYULA LUKACS: Principiile fundamentale ale tehnicii măsurilor.

3. Docent FLORIN ONIŢIU (Bucureşti): Despre interpretarea măsurătorilor exacte cu ajutorul statisticii matematice.

4. Dr. REZSÒ TARJAN: Cîteva probleme principale ale maşinilor electronice de calcul.

5. Dr. GYORGY SZABÒ: Cîteva probleme ale verificării conform normelor a instrumentelor electrice de măsură.

6. BELA NEMESNEGYI: Măsurători fundamentale în tehnica comunicaţiilor.

Secţia II-a: *Măsuri mecanice*

1. ENDRE RITTER: Mecanizarea şi automatizarea măsurătorilor de lungime în construcţia de maşini.
2. PAL BONDY: Vîrfuri (testere) de măsură prin contact electric.
3. GYORGY STEKL: Măsuri pneumatice.
4. Prof. Dr. F. X. EDER (Berlin): Măsurarea electromecanică a curbei tensiune-alungire.
5. TIBOR ALKER, ERWIN SCHALK: Un instrument nou pentru măsura grosimii straturilor superficiale pe substanţe feromagnetice.
6. ZOLTAN PREDA, GABOR VARGA: O maşină electronică ungurească pentru echilibrarea dinamică a pieselor (axelor) în mişcare.
7. ISTVAN BORBENYI :Măsurarea continuă a momentului de rotire după principiul magnetoelastic.

Secţia III-a: *Măsuri optice*

1. Dr. SANDOR DEKÁNY: Toleranţele de paralelism la lunete binoculare.
2. Docent GYORGY STRIKER: Microfotometru de înaltă sensibilitate cu tub multiplicator modulat magnetic.
3. ERWIN SCHALK: Măsurarea înnegririi şi a granulaţiei filmelor alb-negre.
4. ZSOLT NARAY: Măsurarea intensităţilor luminoase mici.
5. JANOS SCHANDA: Examinarea (studiul) ochelarilor de protecţie pentru sudură.
6. GEZA VIRAGHALMI: Comparaţia metodelor de măsură a culorilor.

Secţia IV-a: *Măsuri termodinamice*

1. Cand. IOSEF BECZKÓY: Tendinţele de dezvoltare a instrumentaţiei în tehnica căldurii
2. Prof. Dr. F. X. EDER (Berlin): Maşină pentru producerea frigului prin gaz pentru temperaturi foarte joase.
3. EMIL HARGITTAY: Indicator de nivel (pentru lichide) bazat pe principiul compensării forţelor.
4. TIBOR FISCHER, ANDRÁS HAAS: Probleme de dimensionare la măsura temperaturii cu termistori.
5. AKOS RÉVÉSZ: Instrumente cu termistori pentru măsuri termodinamice.
6. BÉLA KADINGER: Examinarea erorilor de măsură a pirometrului optic.

Secţia V-a: *Măsuri de tehnica comunicaţiilor*

1. GYÖRGY ALMÁSZY: Probleme mai noi de tehnică, măsuri în tehnica comunicaţiilor.
2. Dr. OTTO HENKLER (Berlin): O nouă metodă pentru măsura distorsiunilor neliniare.
3. EGON GÀAL: Dezvoltarea producţiei maghiare de instrumente pentru microunde.
4. Prof. WIESLAW KLOSSOVSKI (Warszawa): Noi cercetări de construcţie a instrumentelor de măsuri electrice luînd în special în consideraţie materialele magnetice noi.
5. Cand. ARPÁD KLATSMÁNY: Utilizarea transistorilor în instrumente de măsură.
6. JÁNOS KATONA: Măsura precisă a constantelor electrice şi fizice la rezistenţe.
7. IMRE ZAHARIÁS: Măsura capacităţii la cald a tuburilor electronice.
8. RICHÁRD ABAHÁZI: Studiul liniarităţii generatoarelor de deflecţie.
9. KÁLMÁN TARNAY, ANDRÁS AMBRÓSY: Punţi de măsură sensibile la fază şi aplicaţiile lor industriale.
10. GYULA BOROMISZA, Laureat al Premiului Kossuth: Aparat de măsură pentru determinarea raportului, folosind un instrument de măsură cu inducţie.
11. JANOS HORWÁTH: Aparat de măsură pentru determinarea raportului curenţilor, folosind un instrument de inducţie cu tambur de inducţie şi transformatoare de amestec.

Secţia VI-a : *Măsuri fizico-chimice*

1. Prof. Dr. JÁNOS PROSZT: Metoda cea mai modernă de tehnica măsurii în chimia fizică.
2. PAUL SZOLCSÁNYI, JENO SZONTAGH (Veszprém): Aparate pentru analiza gazelor la infraroşu.
3. Dr. IMRE BOZSANI: Metode electroanalitice şi aparate noi în laboratorul metalurgic.
4. ISTVÁN KARSAY: Utilizarea microscopului electronic în metalografie.
5. LEHEL IZOLDOS, Dr. ENDRE SÁNDOR: Determinarea constantelor laticei prin fotografia pulberii în cazul substanţelor cu lege simetrică.
6. Dr. FRANTISEK HANIK (Bratislava): Contribuţie la structura ionilor traedoici.
7. Prof. Dr. V.A. WOOSTER (Cambridge): Măsura densităţii fotografice pe fotografiile cu raze X.
8. GYŐRGY MENCZEL, Dr. ENDRE SANDOR: Analiza cantitativă prin difracţia razelor Roentgen a bauxitelor.
9. JÁN MADAR: Cameră de difracţie Roentgen cu mişcare de precizie.
10. MARIA JAHUKE, Dr. ENDRE SÁNDOR: Analiza fişelor din Pt-Rh cu ajutorul difracţiei Roentgen.
11. Dr. TIBOR TŐROK: Aparat pentru prelucrarea rezultatelor la analiza spectrelor de emisie.
12. Docent GYŐRGY STRIKER: Aparat pentru măsura vidului prin ionizare pentru înregistrare logaritmică.
13. ISTVAN CORNIDES, LÁSZLÓ TÓTH: Un spectrometru de masă Benneth şi aplicaţiile lui.
14. Dr. H. SEEMANN (Berlin): Un aparat simplu pentru fotografii Weissenberg.
15. JANOS SZILARD: Un aparat de ultrasunete de construcţie ungurească şi aplicaţiile lui pentru defectoscopia nedistructivă.
16. KATALIN BÁRÁNY, LÁSZLÓ HEGEDÜS: Determinări moleculare la substanţe colorate.
17. Dr. KLARA ARKOSI: Precizia determinării mărimii particulelor cu microscopul electronic.
18. Docent FERENS GUBA, GYORGY ILAJOSSI: Un procedeu prin dilatarea calorică pentru analize cu microscopul electronic.
19. JESZI WEHR (Warszawa): Utilizarea aparatelor ultrasonice tipice pentru examinarea structurii substanţelor solide.

Secţia VII-a: *Măsuri în fizica nucleară*

1. OTTO HAIMAN: Detectoare pentru radiaţii nucleare.
2. JOSEF KOCH, ZSOLT NÁRAY, PAUL SZABO, KALMAN ZSADANSZKY: Aparate de laborator de construcţie maghiară pentru studii nucleare şi de izotopi.
3. GYORGY EMBER: un analizator de amplitudini cu mai multe căi.
4. GYORGY EMBER: Scheme de electrometre.
5. ZSOLT NARAY, KALMAN ZSADANSZKY: Un stabilizator de înaltă frecvenţă cu tensiune de referinţă joasă.
6. LAJOS TOTH, OTTO HAIMAN: Aparat de sortare cu impulsuri cu decatroane cu gaz.
7. KALMAN SZADANSZKY, ZSOLT NARAY: Asupra unor probleme de numărare a impulsurilor.
8. Stabilitatea amplificatoarelor de mare impedanţă ca vibrator.

Secţia VIII-a : *Instrumente şi maşini matematice*

1. PAL GADO, Dr. ENDRE SÁNDOR: Sumarea optică a seriilor trigonometrice.
2. LASZLO CSORDAS, Dr. ENDRE SÁNDOR: Utilizarea maşinilor Hollerth pentru sumarea seriilor trigonometrice şi pentru alte calcule.
3. Dr. ENDRE SÁNDOR, PAL MEDGYESSY: Un aparat mecanic analog pentru sumarea seriilor de funcţiuni.
4. W. HOFFMAN (Darmstadt): Tehnica modernă de calcul în Darmstadt.
5. Acad. Dr. T. TANASESCU, VICTOR TOMA (Bucureşti): Maşina electronică de calcul a Institutului de Fizică Atomica al Academiei R.P.R.
6. SANDOR SZEKELLY-DOBY: Proiectul unei maşini de calcul cu relee de la Universitatea Tehnică, Budapesta.
7. GYORGY KISS: Folosirea liniilor de întîrziere cu material magnetostrictiv pentru memorie în calculatoarele digitale.
8. FERENC SÁNDOR: Folosirea miezurilor magnetice în calculatorii digitali.

T. T.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.37/.38

TĂNĂSESCU, T.:

Вступительное слово.

Automatica şi electronica, I (1957) № 1, стр. 1—3.

ДК 621.313.322.013.8:621.316.7.0.78

PENESCU, C. I.:

Динамический режим систем автоматического регулирования возбуждения синхронных генераторов, используя реостатные регуляторами со скатывающими секторами.

Automatica şi electronica, I (1957) № 1, стр. 3—14.

Излагается метод расчета, использующий операционное исчисление для оценки динамических режимов систем автоматического регулирования возбуждения реостатного типа со скатывающими секторами; получены выражения переходных функций статической и астатической систем, откуда известными методами теории автоматических систем можно оценить показатели качества и при необходимости корректировать работу систем. Приведен пример расчета.

ДК 621.373.421:621.372.54

STERE, R.:

Исследование и вопросы проектирования *RC* — генератора с избирательным T — образным контуром.

Automatica şi electronica, I (1957) № 1, стр. 14—21.

Анализируется тип *RC*—генератора колебаний с избирательным T — образным контуром, для которого теоретическим путем определяют: условие колебательности, устойчивость амплитуды, устойчивость частоты, искажения, диапазон частот. На основе проведенного анализа указывают оптимальные условия работы и дается метод проектирования и один пример расчета. Указывают необходимые меры предосторожности для конструктивного осуществления генератора и приведены результаты, полученные при экспериментальной проверке установленных соотношений.

ДК 621.039.42

PURICA, I.:

Введение в вопросы ядерных реакторов.

Automatica şi electronica, I (1957) № 1, стр. 21—31.

Делается обзор основных вопросов ядерных реакторов, после чего уточняют ряд понятий, обычно применяемых в физике и технике реакторов. Даются конструктивные подробности нескольких типов реакторов. Излагаются вопросы исследования, ставленных проектированием и конструкцией ядерных реакторов и применяемые методы исследования. Подчеркнута роль автоматики и электроники в области исследований на реакторах.

ЗАМЕТКИ И КОМЕНТАРИИ, стр. 31
РЕФЕРАТЫ, стр. 34
РЕЦЕНЗИИ, стр. 39
ХРОНИКА стр. 42

INHALT

DK 621.37/.38

TĂNĂSESCU, T.:

Geleitwort

Automatica şi electronica, I (1957) H. 1, S. 1—3.

DK 621.313.322.013.8:621.316.7.0.78

PENESCU, C. I.:

Das dynamische Verhalten der selbsttätigen Regelsysteme für die Erregung von Synchrongeneratoren bei Benützung von Regelrheostaten mit Wälzsektoren.

Automatica şi electronica, I (1957) H. 1, S. 3—14.

Unter Benützung der Operatorenrechnung wird ein Rechen verfahren angegeben zur Beurteilung des dynamischen Verhaltens der selbsttätigen Regelsysteme von Erregungsreglern der Rheostatenbauart mit Wälzsektoren. Es wird die Übertragungsfunktion des statischen und des astatischen Systems ermittelt. woraus nach den bekannten Verfahren aus der Theorie der automatischen Systeme die Leistungen und gegebenenfalls die richtige Arbeitsweise abgeschetzt werden können. Es wird auch ein Rechenbeispiel gegeben.

DK 621.373.421:621.372.54

STERE, R.:

Studium und Entwurfsprobleme des Schwingungserzeugers *RC* mit Selektivkreis in T-Schaltung.

Automatica şi electronica, I (1957) H. 1, S. 14—21.

Es wird eine Bauform des Schwingungserzeugers RC mit Selektivkreis in T-Schaltung untersucht, für den die Bedingung für das Schwingen, die Stabilität der Frequenz, die Verzerrungen und das Frequenzband theoretisch bestimmt werden. Auf Grund der durchgeführten Untersuchung werden die günstigsten Arbeitsbedingungen gezeitg und das Berechnungsverfahren mit einem Rechenbeispiel angegeben. Es werden die beim Bau des Schwingungserzeugers zu beachtenden Vorsichtsmassregeln angezeigt und die bei der versuchsmässigen Erprobung der aufgestellten Beziehungen erhaltenen Ergebnisse, mitgeteilt.

DK 621.039.42

PURICA, I.:

Einführung in die Probleme der Kernreaktoren

Automatica şi electronica, I (1957) H. 1, S. 21—31.

Es werden die Hauptprobleme der Kernreaktoren vorgeführt, worauf eine Reihe von Begriffen bestimmt werden, die in der Physik und Technik der Reaktoren heufig verwendet werden. Es werden konstruktive Einzelheiten einiger Bauformen von Reaktoren angegeben. Es werden die Forschungsprobleme angeführt, die sich beim Entwurf und Bau von Kernreaktoren stellen, sowie die angewendeten Forschungsmethoden. Es werden die Bedeutung der Elektronik und der Automatisierungen auf dem Gebiete der Reaktorenforschung unterstrichen.

NOTEN UND BESPRECHUNGEN, S. 31
REFERATE, S. 34
BUCHBESPRECHUNGEN, S. 39
CHRONIK, S. 42

SOMMAIRE

DC 621.37/.38

TĂNĂSESCU, T.:

Avantpropos

Automatica şi electronica, I (1957) no. 1, p. 3—1.

DC 621.313.322.013.8:621.316.7.0.78

PENESCU, C. I.:

Le régime dynamique des systèmes de réglage automatique de l'excitation des générateurs synchrones utilisant des régulateurs rhéostatiques à secteurs roulants.

Automatica şi electronica, I (1957) no. 1, p. 3—14.

On expose une méthode de calcul pour l'appréciation des régimes dynamiques des systèmes de réglage automatique, avec des régulateurs d'excitation du type rhéostatique à secteurs roulants, en utilisant le calcul operationel-on obtient la fonction de transfert du système statique et astatique et de là, à l'aide des méthodes connues de la théorie des systèmes automatiques on peut evaluer les performances et éventuellement corriger le fonctionnement, On donne aussi un exemple de calcul.

DC 621.373.421:621.372.54

STERE, R.:

L'éthude et les problèmes du projet de l'oscillateur *RC* à circuit sélectif en T

Automatica şi electronica, I (1957) no. 1, p. 14—21.

On analyse un type d'oscillateur RC à circuit sélectif en T, dont on détermine théoriquement la condition d'oscillation, la stabilité de l'amplitude la stabilité de la fréquence, les distorsions, la bande de fréquences. En partant de l'analyse ainsi faite, on indique les meilleures conditions de fonctionnement et on fournit la méthode d'executer le projet, avec un exemple de calcul. On indique les precautions à prendre lors de la construction de l'oscillateur et on donne les résultats obtenus en verifiant expérimentalement les relations établies.

DC 621.039.42

PURICA, I.;

Introduction dans les problèmes des réacteurs nucléaires

Automatica şi electronica, I (1957), no. p. 21—31.

On passe en revue les problèmes principaux des réacteurs nucléaires en précisant ensuite une série de notions employées couramment dans la physique et la technique des réacteurs. On donne des détails constructifs sur quelques types de réacteurs. On énonce les problèmes qu'impose la recherche dans l'élaboration du projet et d'investigation employées. On met en évidence le rôle de l'électronique et de la l'automation dans le domaine des recherches concernant les réacteurs.

NOTES ET COMMENTAIRES, p. 31
COMPTES RENDUES, p. 34
RÉSUMÉS, p. 39
CHRONIQUE, p. 42

CONTENTS

DC 621.37/.38

TĂNĂSESCU, T.:

Foreword

Automatica şi electronica, I (1957) no. 1, p. 1—3.

DC 621.313.322.013.8:621.316.7.078

PENESCU, C. I.:

The dinamic regime of the automatic systems used for regulating the excitation of synchronous generators using rheostatic regulators with rolling sectors.

Automatica şi electronica, I (1957) no. 1, p. 3—14.

The paper exposes a practical method for evaluating the dynamic regimes of the automatic regulating systems with excitation regulators of the rheostatic type with rolling sectors, using the operational calculus; the transfer function of the static and astatic system is obtained, and from this, with the methods known from the theory of automatic systems, we can evaluate the performances and eventualy correct the behaviour of the system. The paper also presents a numerical exemple.

DC 621.373.421:621.372.54

STERE, R.:

Study and the problems involved in the design of *RC* oscillators with T selective circuits.

Automatica şi electronica, I (1957) no. 1, p. 14—21.

An RC type oscillator with a T selective circuit is analysed while determining theoretically the oscillation condition, the amplitude stability, the frequency stability, the distorsions and the frequency band to be covered. From the analysis presented indications are given concerning the optimal working conditions, accompanied by a designing method illustrated with a practical example. Also the author suggests the precautions that are to be taken while constructively realising the oscillator and the results obtained in the experimental tests of the relations establised.

DC 621.039.42

PURICA, I.:

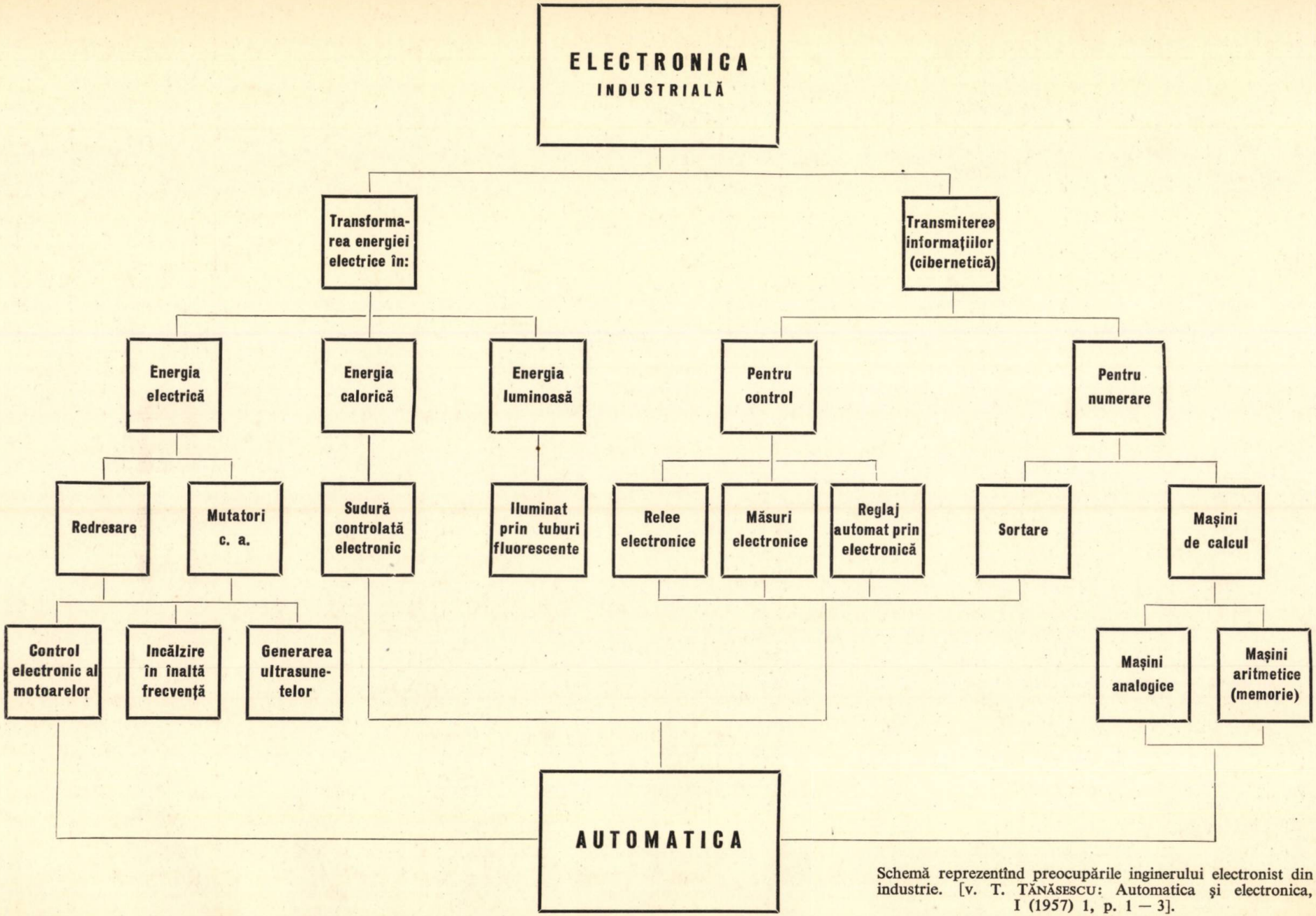
Introduction to the problems of nuclear reactors.

Automatica şi electronica, I (1957) no. 1, p. 21—31.

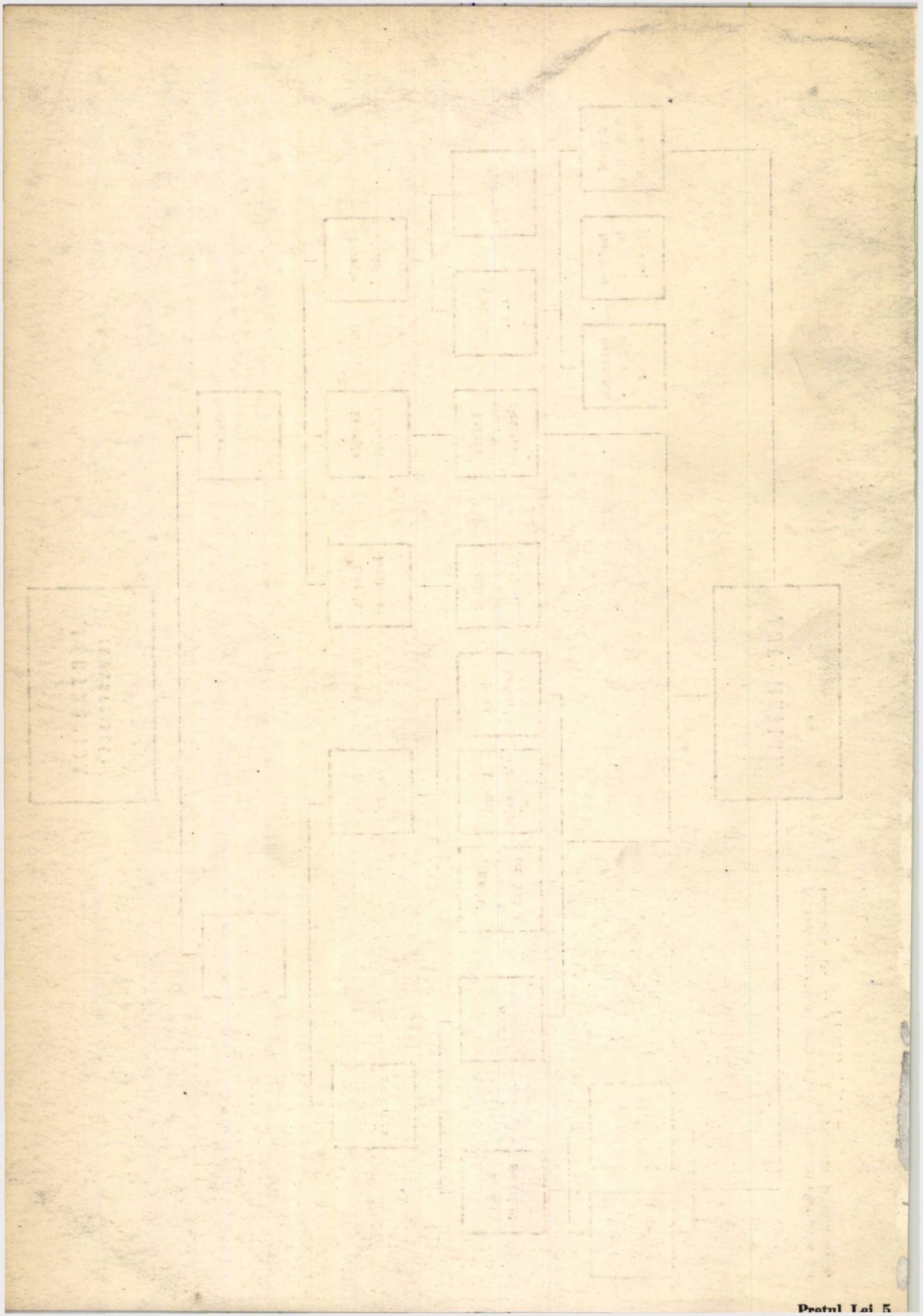
The most important problems of the nuclear reactors are considered while defining a number of items frequently used in the physics and the technique of the reactors. Constructive details of a number of reactors are given and the problems that remain to be studied as imposed by the designing and the construction of nuclear reactors together with the inquiring methods used. The article outlines the important part played by both electronics and automatics in the field of investigations concerning reactors.

NOTES AND COMMENTARIES, p. 31.
ABSTRACTS, p. 34.
DIGESTS, p. 39.
CHRONICLE, p. 42.

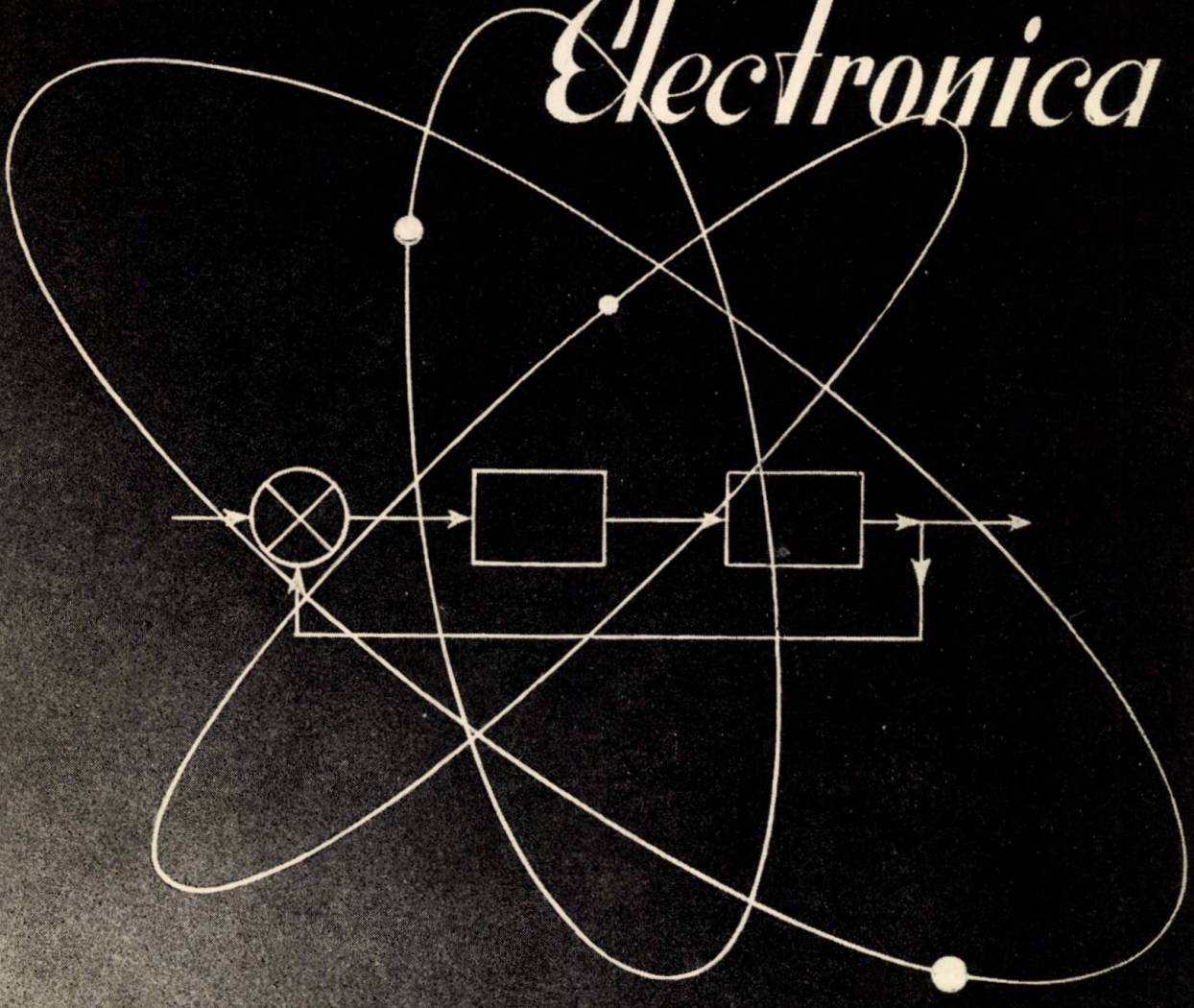
Országos Műszaki Könyvtár



Schemă reprezentînd preocupările inginerului electronist din industrie. [v. T. TĂNĂSESCU: Automatica şi electronica, I (1957) 1, p. 1 — 3].



Automatica și Electronica



2

Institut. de Documentare Tehnică
BUCUREȘTI
DEMEH - CSERE
VYMĚNA - WYMIANA
TAUSCH - CMEHA

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. VAZACA (redactor responsabil), conf. FL. CIORĂSCU, ing. I. PAPADACHE, conf. ing. C. PENESCU, ing. M. POPA, conf. ing. R. STERE, prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU membru corespondent al Academiei R.P.R., conf. ing. L. UZUN

EXTRAS DIN RECOMANDĂRILE PRIVIND INTOCMIREA ARTICOLELOR TEHNICO-ȘTIINȚIFICE

1. Lucrări ce pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanță generală; tehnico-științifice speciale; teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.

2. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție, este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție trebuie să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să posede propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrări care au mai fost publicate integral sau parțial, nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat fixînd premizele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată nedepășind 6—8 rînduri se va anexa lucrării.

6. Textul. In introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea se a ratăscopul lucrării, subliniindu-se expres contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd inteligibilitatea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase, de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată, sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiilor posibile.

8. Anexele pot cuprinde demonstrații originale sau absolut necesare înțelegerii formulelor din text; de asemenea în anexe se pot da exemple de calcul.

9. Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

10. Nivelul articolelor va fi înalt.

11. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului. Pentru demonstrații se vor alcătui anexe.

12. Scrierea formulelor. Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grije literele majuscule, minuscule sau cele rusești, romane, grecești, germane etc.

13. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cît și figuri sau tabele) speciale cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcripții originale. Pentru cărți: numele complet, pronumele prescurtat; titlul complet (eventual și tradus în paranteză), ediția, editorul, locul editării, anul. Pentru articole: numele complet, pronumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus în paranteze), revista, tomul, anul, numărul, paginile.

14. Scrisul la mașină al articolelor est recomandat cu insistență exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic. Se scrie pe o singură față, la două rînduri (2 000 semne pe pagină). Se recomandă un volum de 10—12 pagini dactilografiate.

15. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

16. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. In notă se vor indica: titluri academice, funcțiuni, localitatea și adresa domiciliului, număr de telefon.

17. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora de publicare.

18. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări esențiale față de manuscris, în care caz ele cad în sarcina autorului.

Revista «Automatica și electronica», organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Editor: Asociația Științifică a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Redacția: București, str. Ion Ghica nr. 3, telefon 3.57.28-3.07.30. Administrația și casieria: București, Calea Victoriei nr. 118, telefon 4.06.24. Redacția își rezervă toate drepturile privind lucrările precum și materialul grafic-ilustrativ apărut în revistă, cît și cele privitoare la traducerea în limbi străine. Se admit extrase sau comentarii numai cu indicarea completă a sursei. Revista apare o dată la două luni. Abonamentul anual: pentru întreprinderi lei 96, individual lei 30. - Prețul unui exemplar: lei 5.- Abonamentele se primesc la sediile administrației sau redacției mai sus indicate.
Tiparul: Intreprinderea Poligrafică nr. 4 București.

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. I (1957) nr. 2 (mart. — apr.), p. 45—92

SUMAR

CZ 621—52:681.142

VAZACA, CHR.:

Principii de simulare electronică a sistemelor automate

Automatica și electronica, I (1957) nr. 2, p. 45—55.

Se arată importanța mașinilor de calcul analogice în problemele de automatică și superioritatea lor față de mașinile de calcul digitale. Se scoate în evidență deosebirea dintre cele două moduri de utilizare ale mașinii analogice: acela de calculator și de simulator.

O tabelă sinoptică prezintă principalele elemente care intră în compunerea unei scheme de calcul analogic sau de simulare electronică. O serie de exemple arată modul de utilizare a acestor elemente pentru calculul sau simularea electronică a unor probleme liniare sau neliniare.

CZ 621.316.7.077.6:621.318.5.061

IOANIN, GH.:

Aplicarea metodei tabelei în rezolvarea schemelor cu relee și selectori

Automatica și electronica, I (1957) nr. 2, p. 55—61.

Se expune o metodă practică pentru calculul rapid al schemelor cu contacte și relee, dîndu-se exemple de aplicare. Se dau, de asemenea și demonstrațiile necesare înțelegerii metodei.

CZ 621.3.011.4

DRĂGĂNESCU, M.:

Capacități neliniare

Automatica și electronica, I (1957) nr. 2, p. 61—65.

In articol se descriu tipurile de capacități neliniare întîlnite în electronică. Se prezintă o clasificare generală a acestor capacități, precizîndu-se noțiuni ca « capacitate statică » « capacitate neliniară », « capacitate echivalentă în c.a. ».

CZ 621.375.121

BIRNBAUM, M.:

Amplificatori de bandă largă cu reacție pozitivă

Automatica și electronica, I (1957) nr. 2, p. 66—71.

Sînt analizate două circuite de amplificare cu reacție pozitivă, propuse în literatură.

Analizîndu-se circuitul de amplificare cu două tuburi cu reacție pozitivă, cu ieșirea pe catodă se face o comparație între performanțele optime pe care le poate prezenta acest circuit și între performanțele unui amplificator cu două etaje RC identice. Se analizează și circuitul de amplificare cu două tuburi cu reacție pozitivă, cu ieșirea din placa celui de al doilea tub. arătîndu-se condițiile în care se obțin performanțele optime. Se arată de asemenea și limitările care apar la folosirea acestor circuite.

CZ 621.384.6

ȚINTĂ, F.:

Acceleratori de particule

Automatica și electronica, I (1957) nr. 2, p. 71—78.

Se expun problemele generale fizice și tehnice ale acceleratorilor de particule, insistîndu-se în special asupra principiilor de funcționare.

CZ 621.384.612 (S)

TĂNĂSESCU, T.:

Sincrofazotronul de 10 BeV.

Automatica și electronica, I (1957) nr. 2, p. 79—82.

După expunerea problemelor fizice și tehnice puse de construcția unui sincrofazotron, se descrie sincrofazotronul de 10 BeV de la Institutul unificat de cercetări nucleare (Dubna) și rezolvarea dată diferitelor chestiuni dificile ivite.

NOTE DE LABORATOR, p. 83.
COMENTARII, p. 83—84.
REFERATE, p. 85—88.
RECENZII, p. 89—91.
CRONICĂ, p. 91—92.

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. I (p. 45—92) Nr. 2, martie—aprilie București, 1957

CHRISTOFOR VAZACA*

Principii de simulare electronică a sistemelor automate

CZ 612—52:681.142

Proiectarea, realizarea, punerea la punct și încercarea experimentală a unui sistem automat, pun de obicei probleme foarte dificile, care reclamă din partea proiectantului și a constructorului iscusință, experiență și multe ore de muncă. De obicei, sistemele fizice, fie că sînt simple sau complicate, prezintă într-o măsură mai mare sau mai mică comportări neliniare, care complică foarte mult analiza și sinteza sistemului automat. Se cunosc compromisurile care se fac, liniarizînd într-un mod mai mult sau mai puțin valabil, ecuațiile care descriu comportarea sistemului automat. Aceste ecuații — diferențiale sau integro-diferențiale — chiar dacă se pun sub formă liniară, cu coeficienți constanți, introduc dificultăți importante în analiză și sinteză; aproape totdeauna ordinul lor este mai mare ca trei și foarte frecvent mai mare ca cinci, dacă este vorba de un sistem sau o instalație automată care corespunde efectiv unei aplicații tehnice. Rezolvarea unei ecuații algebrice de grad mare este, de obicei, o operație plicticoasă pentru inginer, care ia mult timp, cu atît mai mult cu cît în timpul proiectării — al sintezei — se fac mai multe tatonări, se modifică parametrii sistemului și rezultă, la fiecare tatonare, alți coeficienți ai ecuației sistemului.

Relațiile dintre coeficienții ecuației și parametrii sistemului sînt de obicei foarte complicate și este greu să se prevadă efectul variației unui parametru asupra performanței sistemului: factorul de amortizare, timpul de răspuns, frecvența de oscilație etc. Mult timp, s-a căutat să se ocolească dificultățile introduse de ecuațiile diferențiale de ordin superior, preferîndu-se ca în locul analizei și sintezei directe în domeniul timpului — *regimul tranzitoriu* — să se folosească analiza și sinteza în domeniul unei variabile complexe s, în particular în domeniul frecvențelor — *regimul sinusoidal*.

Metodele regimului sinusoidal au ajuns la un mare grad de dezvoltare și au permis un mare progres în teoria sistemelor automate liniare, prin introducerea noțiunii de *funcție de transfer* și utilizarea calculului de transformare Laplace. Totuși, o proiectare și o analiză completă a unui sistem automat nu poate ignora regimul tranzitoriu, deoarece, de obicei, în acest regim se indică datele de proiectare. Se cunosc teoriile și metodele care stabilesc o *corelație între regimul sinusoidal și regimul tranzitoriu*; se folosesc, în majoritatea cazurilor, metode de corelație grafo-analitice, care dau rezultate aproximative satisfăcătoare și care evită necesitatea găsirii rădăcinilor unei ecuații de grad superior. Pentru rezultate mai exacte, corelația — din regimul sinusoidal în regimul tranzitoriu — se obține prin transformarea Laplace inversă. În aplicarea acestei transformări și folosirea teoremei de dezvoltare a lui Heaviside, nu se poate evita necesitatea rezolvării ecuației caracteristice a sistemului automat. Avînd în vedere că sistemul liniarizat nu corespunde decît cu aproximație celui real, s-ar putea obiecta că nu-și are rostul un calcul de corelație exact. Trebuie să se menționeze însă că metodele grafo-analitice de corelație cunoscute și consacrate astăzi în proiectarea sistemelor automate, presupun că sistemul are forma clasică, aceea în care reacția principală este rigidă, adică este lipsită de un traductor cu constantă de timp și mărimea de ieșire a sistemului se transmite în întregime la elementul de comparație (detectorul de eroare). În cazurile cînd reacția principală este elastică — există un traductor cu constantă de timp pe calea de reacție — și mai ales cînd este vorba de sisteme cu bucle de reacție multiple supuse la perturbații multiple — metoda de corelație (James-Nichols, Floyd, Solodovnicov, etc.) nu se poate aplica direct; trebuie să se găsească un sistem echivalent de tip clasic și să se efectueze calcule tot atît de complicate cît ar fi necesare pentru aplicarea corelației prin transformata Laplace inversă. Apare deci, cel puțin pentru sistemele complicate, necesitatea inevitabilă a rezolvării unor ecuații de grad superior. În tehnica modernă, această problemă a fost rezolvată prin introducerea mașinilor de calcul automate electronice, de tip digital (numeric) sau de tip analogic. Dacă se iau în considerare neliniaritățile

*) Ing. CHR. VAZACA este profesor la Institutul Politehnic București și membru al Comisiei de Automatizare de pe lîngă Prezidiul Academiei R. P. Romîne.

sistemului, metodele de calcul analitice sînt neputincioase pentru rezolvarea problemelor puse de sistemele automate. Singura cale pentru a ieşi din acest impas este, cel puţin pînă astăzi, tot utilizarea maşinilor de calcul automate şi în special a maşinilor de tip analogic.

În ce priveşte verificarea experimentală a performanţelor unei instalaţii automate, care de multe ori trebuie făcută concomitent cu proiectarea — deoarece pentru alegerea optimă a parametrilor sistemului automat nu se poate evita o tatonare —, sînt de întîmpinat dificultăţi importante. Pe deoparte, din cauza caracterului mai mult sau mai puţin neliniar al comportării sistemului automat, nu se poate prevedea în mod satisfăcător, prin calcul, efectul variaţiei unui parametru al sistemului, iar pe de altă parte, încercarea experimentală a unei instalaţii mari este, de multe ori, incomodă, greoaie sau periculoasă, atîta timp cît nu se poate şti cu suficientă siguranţă ce se va întîmpla în timpul regimului tranzitoriu al sistemului, de pildă, în timpul răspunsului la perturbaţii treaptă. Din aceste motive, se utilizează astăzi din ce în ce mai mult *modelarea* sau *simularea* sistemului fizic proiectat sau în curs de construcţie; soluţia modernă este dată de simulatorii electronici, în compunerea cărora intră elementele obişnuite ale unei maşini de calcul analogic şi, eventual, elemente speciale. Simularea poate să cuprindă întreg sistemul sau numai o parte; în primul caz, fenomenele analoage urmărite pe simulator pot fi făcute să se desfăşoare mai repede sau mai încet decît fenomenele originale ale sistemului fizic dat — timpul simulatorului este diferit de timpul sistemului simulat; în al doilea caz, simulatorul se combină cu partea nesimulată a instalaţiei, de aceea nu se poate folosi o dilatare sau comprimare a timpului.

Calculatori analogi şi digitali. Superioritatea calculului analogic pentru automatică

Un calculator analogic este un dispozitiv care simulează comportarea unui alt sistem, de obicei un sistem fizic, în toate stările sale. Un calculator analogic electronic se compune din:

1. Elementele de calcul, principale: amplificatori operaţionali, sumatori, integratori şi potenţiometre de atenuare.
2. Elemente de calcul speciale: limitatori, generatori de funcţie, potenţiometri funcţionali trigonometrici, comparatori.
3. Servomecanisme.
4. Elemente de înregistrare.
5. Surse pentru alimentare şi pentru introducerea condiţiilor iniţiale.

Analogia realizată de calculatorul analogic este posibilă deoarece un mare număr de sisteme fizice şi mecanice pot fi descrise prin relaţii matematice de o formă oarecare, de obicei ecuaţii diferenţiale. Dacă se cunosc aceste relaţii sau ecuaţii, calculatorul analogic poate fi făcut să asculte de acelaşi fel de ecuaţii.

De pildă, un sistem electric (calculatorul analogic) şi un sistem fizic oarecare (scurgerea unui fluid prin conducte), pot fi făcute să urmeze aceleaşi legi matematice. Dacă sistemul electric cuprinde elemente potrivit alese, constante sau variabile, tensiunile sale pot reprezenta diferitele mărimi care intervin în scurgerea fluidului şi tensiunea de ieşire a sistemului electric se poate interpreta ca soluţia problemei de scurgere a fluidului. Cel care utilizează un calculator analogic trebuie să cunoască destul de bine fenomenele care intervin în problema dată şi să le exprime sub forma unei ecuaţii. El trebuie să cunoască destul de bine şi posibilităţile maşinii analogice de care dispune, încît din elementele sale să poată constitui un circuit care să asculte de aceleaşi ecuaţii, fie exact fie cu o suficientă aproximaţie. Pe de altă parte, simularea trebuie să fie satisfăcător de exactă pe întregul domeniu de existenţă al problemei date.

Un calculator digital (numeric) se compune din:

1. Numărători sau circuite care efectuează operaţiile de numărare.
2. Elemente de memorie, care primesc, înmagazinează, transmit şi la urmă anulează o informaţie.
3. Elemente de control, care determină succesiunea operaţiilor automate.
4. Elemente de înregistrare, care înscriu rezultatele.

Calculatorul digital diferă de calculatorul analogic, prin aceea că el are de-a-face cu *numere* şi nu cu mărimi fizice. Evoluţia maşinilor de adunat, a culminat astăzi în calculatorul electronic digital, în care semnale electrice discrete pun în acţiune circuite electronice de numărare — circuite basculante; din cauză că aceste circuite au numai două stări de funcţionare, baza de numărare a calculatorului electronic este binară în loc de zecimală. Viteza de numărare este extrem de mare în raport cu posibilităţile unui operator uman utilizînd o maşină de calcul mecanică obişnuită. Calculatorul electronic primeşte datele problemei şi instrucţiunile necesare calculului de la surse externe şi le transformă sub o formă convenabilă pentru ca să poată fi utilizate; el memorează numere şi instrucţiuni, efectuează operaţii matematice, iniţiază şi urmăreşte succesiunea operaţiilor şi la urmă, prezintă rezultatul calculelor sub o formă convenabilă (de pildă un număr înregistrat pe o fişă). Deoarece calculatorii digitali manipulează numere, rezultatele lor pot fi oricît de exacte. Viteza lor de calcul este o variabilă importantă. Ei rezolvă problemele prin integrare numerică. Timpul de calcul este deci o funcţie de intervalul de timp al problemei date, de numărul operaţiilor şi de viteza de calcul a maşinii digitale. Probleme complicate, a căror soluţionare ar cere sute de oameni-oră la integrarea numerică manuală, pot fi rezolvate în cîteva ore prin calculatorii digitali automaţi. În aceste maşini, se includ de obicei monitori automaţi, care opresc maşina ori de cîte ori se produce o eroare sau o defectare a maşinii. Orice impreciziune în soluţionarea unei probleme prin calculatorul digital (alta decît o defecţiune a maşinii), se datoreşte metodei de integrare numerică — a modului cum a fost pregătită sau programată problema pentru a fi introdusă în maşină — şi nu calculatorului însuşi.

Situaţia este cu totul diferită la calculatorii analogici. Datorită faptului că ei se bazează pe simulare, elementele lor trebuie să aibă aceleaşi caracteristici

de transfer ca elementele fizice pe care le reprezintă în schema de simulare. De aceea, caracteristicile acestor elemente — liniaritatea, saturaţia, zgomotul, fluctuaţia tensiunilor de alimentare, deplasarea punctelor de zero ale amplificatorilor de curent continuu — au un efect direct asupra preciziei soluţiei obţinute. Aceeaşi problemă rezolvată de două ori pe un calculator digital ar trebui să dea răspunsuri identice, pe cînd la un calculator analogic, răspunsurile diferă puţin. Aceasta este însă o chestiune de importanţă secundară, cu excepţia poate a sistemelor foarte complicate. Precizia şi siguranţa calculatorilor analogici de astăzi este destul de mare (poate fi sub 1%), aceasta depinzînd de precizia elementelor maşinii, astfel încît pentru problemele întîlnite în tehnică, maşinile analogice dau satisfacţie deplină. Viteza de calcul a unei maşini analogice este mult mai mare decît a unei maşini digitale; rezultatul calculului se obţine aproape instantaneu, dar apare sub forma unei curbe înregistrată pe hîrtie sau pe ecranul unui osciloscop. Timpul necesar pentru programarea maşinii este de obicei mai mic sau mult mai mic la maşina analogică decît la maşina digitală. Această chestiune a programării depinde de complexitatea sistemului; sistemele foarte complicate pot necesita zile sau săptămîni pentru programare.

Unele probleme speciale cu caracter neliniar se pot preta mai bine la un tip de calculator sau la celălalt, totuşi maşinile analogice prezintă o superioritate indiscutabilă în ce priveşte studiul sistemelor automate, care rezultă din următoarele caracteristici:

1. Rezultatul calculului se obţine sub forma unei diagrame — diagrama răspunsului tranzitoriu — pe care se poate măsura direct abaterea maximă, abaterea staţionară, timpul de răspuns, timpul de creştere, timpul de stabilire, perioada de oscilaţie.
2. Modificarea parametrilor problemei se face prin simpla rotire a unor butoane — potenţiometri — şi noua soluţie se obţine în cîteva secunde.
3. Caracteristicile neliniare ale unor elemente ale instalaţiei automate, obţinute pe cale experimentală, pot fi introduse în maşina de calcul, *fără a fi nevoie să se exprime, în prealabil, printr-o relaţie analitică.*
4. Condiţiile iniţiale ale sistemului se introduc în schema analogică şi se pot modifica cu cea mai mare uşurinţă, prin simpla stabilire a unei tensiuni de alimentare la o valoare dorită.
5. Posibilitatea realizării unei simulări de ansamblu sau de detaliu a instalaţiei automate şi urmărirea *simultană* a variaţiei în timp a diferitelor mărimi ale instalaţiei.
6. Posibilitatea simulării neliniarităţilor de orice fel — insensibilitate, saturaţie, histeresis, etc.

Deosebirea între calculatorul analogic şi simulator

La o examinare mai superficială, s-ar părea că nu există vreo deosebire între un calculator analogic şi un simulator, avînd în vedere că la baza ambelor moduri de utilizare a maşinii analogice stă principiul simulării unei mărimi fizice prin altă mărime fizică, în maşină, care să asculte de aceleaşi legi.

Misiunea unui calculator analogic este de a rezolva o ecuaţie diferenţială, deci de a obţine variaţia în timp a mărimii reprezentată de această ecuaţie, variaţie impusă de o mărime perturbatoare şi condiţiile iniţiale. În cazul unui sistem automat, se urmăreşte obţinerea variaţiei în timp a mărimii de ieşire, pentru o anumită variaţie a mărimii de intrare sau a altor perturbaţii şi cu anumite condiţii iniţiale. În schema calculatorului analogic nu apar simulate — sub formă de tensiune, de pildă — decît mărimea de ieşire şi mărimea de intrare sau perturbaţia. Celelalte mărimi fizice ale sistemului automat, care intervin în lanţul de transmisie al comenzii de la intrarea la ieşirea sistemului sau de la locul perturbaţiei la ieşirea sistemului, nu au corespondent în schema analogică, după cum — invers — diferite tensiuni intermediare din schema analogică nu au corespondent în sistemul fizic simulat. Structura schemei unui calculator analogic nu imită, nici pe grupuri de elemente, structura sistemului fizic.

Misiunea unui simulator este de a permite observaţia nu numai a mărimii de ieşire ci şi a mărimilor intermediare; structura sa — sub formă de schemă de blocuri — reproduce structura sistemului fizic simulat; la intrarea şi ieşirea fiecărui bloc de simulator apar două tensiuni care corespund mărimilor fizice de la intrarea şi ieşirea elementului sau porţiunii corespunzătoare din instalaţia dată. Realizarea unei scheme de simulare este indispensabilă atunci cînd dorim să urmărim efectele neliniarităţilor; caracteristicile acestor neliniarităţi, obţinute pe cale experimentală sau date a priori sub forma unei diagrame, se pot introduce în schema de simulare printr-un generator de funcţii, fără a mai fi nevoie să se găsească în prealabil expresia analitică a acestor neliniarităţi.

În această particularitate se găseşte motivul pentru care inginerul de automatică dă o preferinţă categorică maşinilor analogice.

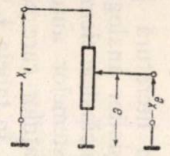
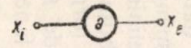
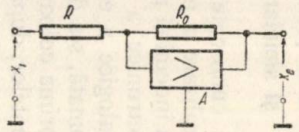
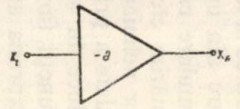
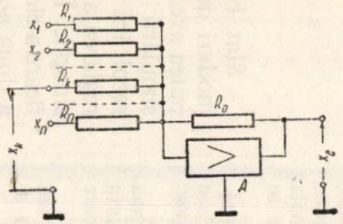
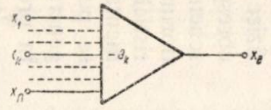
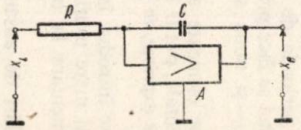
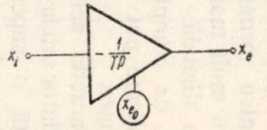
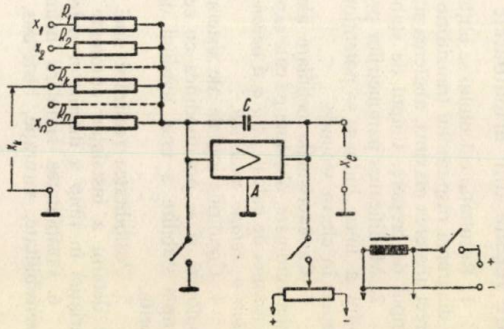
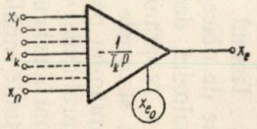
Elemente pentru calculul analogic şi simularea electronică.

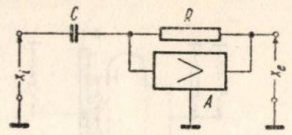
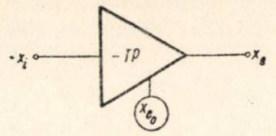
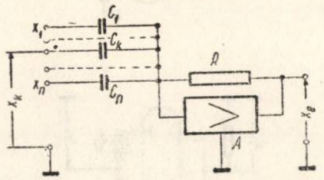
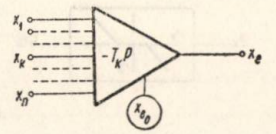
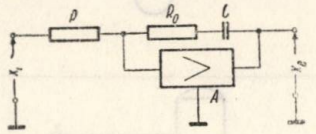
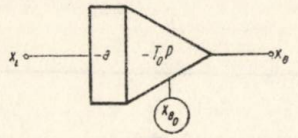
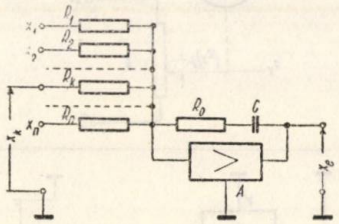
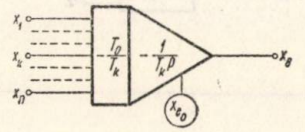
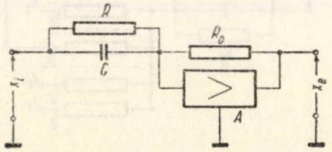
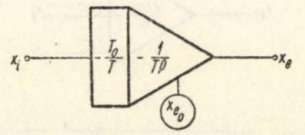
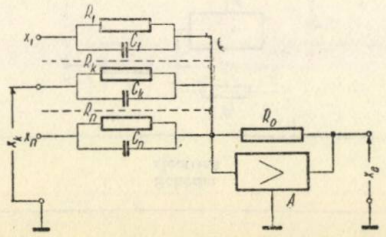
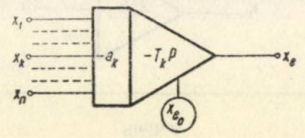
Sînt bine cunoscute în literatură [1], diferitele moduri de realizare a maşinilor analogice. Pentru a putea avea la îndemînă principalele elemente necesare simulării electronice a sistemelor automate sau a rezolvării analogice a ecuaţiilor care se întîlnesc în reglarea automată, s-a dat, în tabela 1, un ansamblu sinoptic. În prima coloană a tabelei s-a făcut o clasificare a elementelor, după funcţia realizată; în coloana a doua s-a reprezentat schema electrică de principiu, cu indicarea bornelor de intrare şi ieşire a elementului şi locul amplificatorului operaţional; în coloana a treia s-a indicat simbolul de reprezentare în schemele de simulare, care se propun în cuprinsul acestui articol; în coloana a patra, s-a indicat funcţia de transfer a elementului, sub formă aproximativă sau exactă.

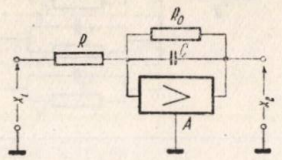
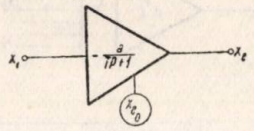
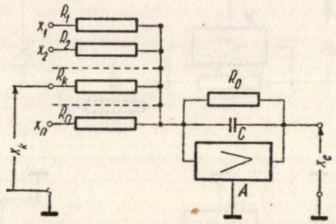
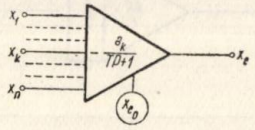
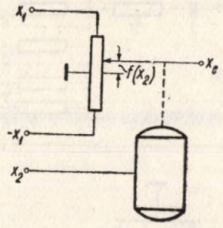
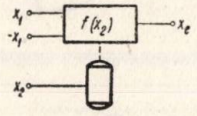
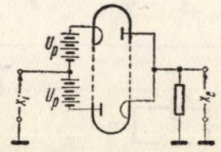
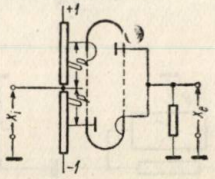
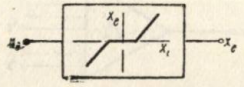
În expresia funcţiilor de transfer, s-a notat prin X_i şi X_e mărimile de intrare şi ieşire din schema analogică, corespunzătoare mărimilor x_i şi x_e din sistemul fizic simulat; prin P se înţelege operatorul $\frac{d}{dT}$, considerat în raport cu timpul maşinii analogice, nu în raport cu timpul real al sistemului fizic; A este cîştigul amplificatorului operaţional — amplificator de curent continuu de cîştig mare.

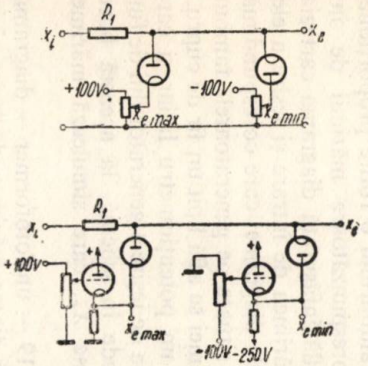
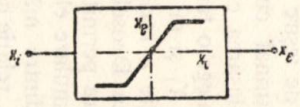
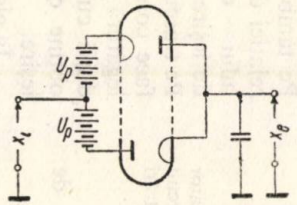
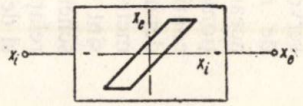
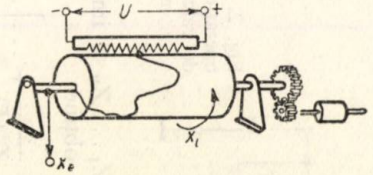
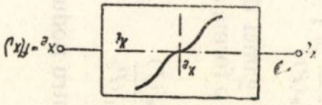
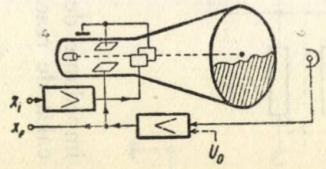
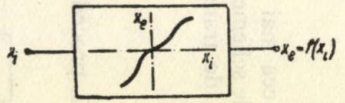
Pentru calculul funcţiilor de transfer ale diverselor combinaţii între elementele $R-C$ şi ampli-

Elemente pentru calculul analogic și simularea electronică.

Nr. crt.	Denumirea elementului	Schema electrică	Simbol	Funcția de transfer
1	Element atenuator (potențiometru)			$X_e = a X_i$ $(1 \geqslant a \geqslant 0)$
2	Element proporțional (P)			$X_e = \frac{A}{(1-A)\frac{R_1}{R_0}+1} X_i$ $X_e \approx -a X_i \quad \left(a = \frac{R_0}{R}\right)$
3	Element proporțional-sumator ($P-\Sigma$)			$X_e = \sum_{k=1}^{n} \frac{X_k}{R_k} \frac{A R_0}{(1-A) + R_0 \sum_{k=1}^{n} \frac{1}{R_k}}$ $X_e \approx -\sum_{k=1}^{n} a_k X_k \quad \left(a_k = \frac{R_0}{R_k}\right)$
4	Element integrator (I)			$X_e = \frac{A}{(1-A)RCP+1} X_i$ $X_e \approx \frac{1}{TP} X_i \quad (T = RC)$
5	Element integrator—sumator ($I-\Sigma$)			$X_e \approx -\sum_{k=1}^{n} \frac{1}{T_k P} X_k \quad (T_k = R_k C)$

6	Element derivativ (D)			$X_e = \dfrac{ARCP}{\left[\dfrac{RCP}{1-A}+1\right](1-A)} X_i$ $X_e \approx -TPX_i \quad (T = RC)$
7	Element derivativ—sumator ($D-\Sigma$)			$X_e \approx -\sum_{k=1}^{n} T_k PX_k \qquad (T_k = RC_k)$
8	Element proporţional-integrator ($P-I$)			$X_e \approx -\dfrac{T_0 P+1}{TP} X_i = -\left(\dfrac{T_0}{T}+\dfrac{1}{TP}\right) X_i$ $(T_0 = R_0 C;\ T = RC)$
9	Element proporţional-integrator-sumator ($P-I-\Sigma$)			$X_e \approx -(T_0 P+1)\sum_{k=1}^{n} \dfrac{X_k}{T_k P} = -\left(T_0+\dfrac{1}{P}\right)\sum_{k=1}^{n} \dfrac{X_k}{T_k}$ $(T_0 = R_0 C\ ;\quad T_k = R_k C)$
10	Element proporţional-derivativ ($P-D$)			$X_e = -\dfrac{R/R_0}{\left(1-\dfrac{1}{A}\right)-\dfrac{1}{A}\left(\dfrac{R_0}{R}+R_0 CP\right)}(1+TP)\,X_i$ $X_e \approx -a(1+TP)X_i = -(a+T_0 P)X_i$ $\left(a = \dfrac{R_0}{R}\ ;\ T = RC;\ T_0 = R_0 C\right)$
11	Element proporţional-derivativ-sumator ($P-D-\Sigma$)			$X_e = -\sum_{k=1}^{n} a_k X_k - P\sum_{k=1}^{n} T_k X_k \qquad (T_k = R_0 C)$

Nr. crt.	Denumirea elementului	Schema electrică	Simbol	Funcția de transfer
12	Element de întîrziere cu o constantă de timp			$X_e = -\dfrac{R_0/R}{TP\left(1-\dfrac{1}{A}\right)+1-\dfrac{1}{A}\left(\dfrac{R_0}{R}+1\right)} Xi$ $X_e \approx -\dfrac{a}{TP+1} X_i \qquad \left(a=\dfrac{R_0}{R}+T=R_0 C\right).$
13	Element sumator și de întîrziere cu o constantă de timp			$X_e \approx -\dfrac{1}{TP+1}\sum_{k=1}^{n} a_k Xk \qquad \left(a_k=\dfrac{R_0}{R_k};\ T=R_0 C\right)$
14	Servomultiplicator (potențiometru funcțional)			$X_e = X_1 \cdot f(X_2) \qquad (0 \leqslant \lvert f(X_2)\rvert \leqslant 1)$
15	Element cu prag de insensibilitate	 		$X_e = X_i - U_p \ldots (X_i > 0) \qquad X_e = X_i + U_p \ldots (X_i < 0)$ $(\lvert X_i\rvert \geqslant \lvert U_p\rvert)$

16	Element cu prag de saturație			$X_e = X_i \qquad (X_{e_{min}} \leqslant X_e \leqslant X_{e_{max}})$
17	Element cu histeresis			$X_e = X_i \pm U_p$
18	Generator de funcție cu servomotor			$X_e = f(X_i)$
19	Generator de funcție cu tub catodic (fotoformer)			$X_e = f(X_i)$

ficatorul A, s-a ţinut seamă că la intrarea amplificatorului operaţional curentul absorbit este neglijabil.

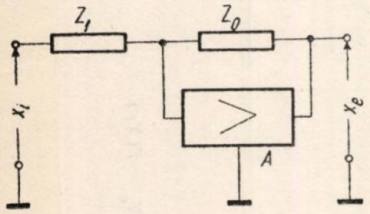


Fig. 1. Amplificator operaţional şi circuit de calcul, cu o singură intrare.

În cazul fig. 1, scriind că suma curenţilor la nodul dintre Z_1 şi Z_0 este nulă, se găseşte:

$$\frac{X_e}{X_i} = \frac{A}{(1-A)\dfrac{Z_1(P)}{Z_0(P)} + 1} \tag{1}$$

dacă:

$$\left|(1-A)\frac{Z_1(P)}{Z_0(P)}\right| \gg 1 . \tag{2}$$

Pentru cea mai mare parte a gamei de frecvenţe de lucru ale schemei, se poate da o formă aproximativă a funcţiei de transfer:

$$\frac{X_e}{X_i} \approx -\frac{Z_0(P)}{Z_1(P)} \tag{3}$$

În fig. 2, procedînd la fel, pentru nodul dintre grupul

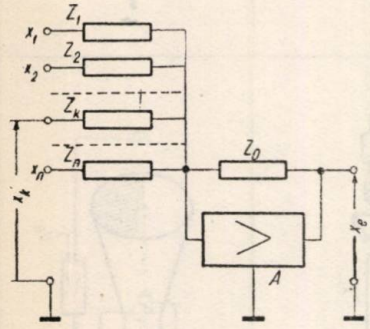


Fig. 2. Amplificator operaţional şi circuit de calcul, cu intrări multiple.

de impedanţe de intrare $Z_1 \ldots Z_n$ şi impedanţa de pe calea de reacţie Z_0, se obţine:

$$X_e = \left[\frac{X_1}{Z_1(P)} + \frac{X_2}{Z_2(P)} + \ldots\right] \cdot Z_0(P) \frac{A}{(1-A) + Z_0(P)\left[\dfrac{1}{Z_1(P)} + \dfrac{1}{Z_2(P)} + \ldots\right]} \tag{4}$$

dacă:

$$|A| \gg 1 \tag{5}$$

şi

$$\left|\frac{Z_0(P)}{(1-A)}\left[\frac{1}{Z_1(P)} + \frac{1}{Z_2(P)} + \ldots\right]\right| \ll 1 \tag{6}$$

forma aproximativă a funcţiei de transfer este:

$$X_e \cong -\left[\frac{X_1}{Z_1(P)} + \frac{X_2}{Z_2(P)} + \ldots\right] Z_0(P) \tag{7}$$

Din seria de combinaţii care rezultă, trebuie să menţionăm că elementele cu caracter derivativ sînt rar utilizate în practică, dîndu-se preferinţă elementelor cu caracter integrator, din următoarele motive:
elementele derivative au tendinţa de a favoriza amplificarea zgomotului;
caracteristica de răspuns bună la frecvenţe înalte poate duce la apariţia unor oscilaţii parazite de înaltă frecvenţă, în maşina de calcul, dacă nu se iau precauţiuni speciale.

Cu toate acestea, elementele derivative au fost trecute în tabela sinoptică, pentru că există cazuri de simulare cînd utilizarea lor este necesară. În cazul elementului 5 din tabelă, s-a indicat în schemă modul cum se poate introduce condiţia iniţială — prin fixarea valorii iniţiale a tensiunii la bornele condensatorului. În toate elementele care conţin capacităţi, fie că sînt de tip integrator sau derivativ, este necesară introducerea valorilor iniţiale ale mărimii de ieşire a elementului. Elementul 14 din tabelă este un multiplicator cu servomecanism; tensiunea X_2 se aplică unui servomecanism al cărui ax de ieşire va da un unghi de rotaţie riguros proporţional cu tensiunea X_2; această rotire produce deplasarea cursorului potenţiometrului de pe care se culege o tensiune de curent continuu proporţională cu X_1 şi cu $f(X_2)$; funcţia f depinde de legea de variaţie a rezistenţei potenţiometrului cu poziţia cursorului. Deosebit de importante sînt elementele 18 şi 19, care permit introducerea în schema de calcul sau de simulare electronică a unei relaţii neliniare oarecare dintre mărimea de ieşire şi de intrare a unui element, relaţie care se poate găsi experimental, prin încercarea separată a acelui element. În elementul 18, se foloseşte un servomecanism care dă tamburului o rotire proporţională cu tensiunea X_i, corespunzătoare mărimii de intrare. Pe tambur, se află înfăşurată diagrama carteziană a relaţiei dintre mărimea de intrare şi ieşire a elementului — ordonatele diagramei care corespund mărimii de ieşire X_e sînt situate pe generatoarele tamburului. Pe traseul diagramei se află lipit un fir de cupru, care face contact cu un potenţiometru liniar şi care are legătură cu borna de ieşire a generatorului de funcţie; după cum se vede în schemă, la această bornă se obţine o tensiune X_e, care simulează mărimea de ieşire.

În elementul 19 — un fotoformer — diagrama carteziană a relaţiei dintre mărimea de ieşire şi intrare se taie în forma unei măşti care se aplică pe ecranul tubului catodic, cu ordonatele de-a lungul axei verticale a tubului. Tensiunea de intrare X_i se aplică la plăcile de deviere orizontală printr-un amplificator de curent continuu. Tensiunea X_e, care se aplică plăcilor verticale, este tensiunea de ieşire a generatorului de funcţie. Această tensiune se face să varieze după legea:

$$X_e = f(X_i)$$

dată de funcţia ce se doreşte să se genereze, folosind un circuit cu reacţie, care obligă fascicolul de electroni să urmărească conturul măştii. Negativarea

U_0 tinde să deplaseze în sus fascicolul de electroni. De îndată ce pata catodică depăşeşte conturul măştii, celula fotoelectrică aplică o tensiune de eroare la amplificator şi la plăcile de deviere verticală, care readuce spotul exact la conturul măştii. În felul acesta, tensiunea X_e şi pata catodică sînt obligate să urmărească, după relaţia $f(X_i)$, variaţiile tensiunii X_i care produce deviaţia orizontală.

Exemple de simulare a unor elemente din sistemele automate

Servomotor hidraulic. Să presupunem un servomotor hidraulic, prevăzut cu o supapă comandată de un electromagnet.

Între tensiunea u aplicată electromagnetului şi deplasarea x a supapei să admitem o relaţie de forma:

$$x(p) = \frac{a_1}{(Tp+1)\ (mp^2+fp+k)}\, u(p) \qquad (8)$$

în care: $p = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}$; T — constanta de timp a electromagnetului; m,f, şi k — coeficienţi de inerţie, frecare vîscoasă şi elasticitate, referitori la mişcarea supapei.

Dacă presupunem o relaţie liniară între deplasarea x a supapei şi viteza de deplasare pZ a pistonului servomotorului putem scrie:

$$pZ(p) = a_2\, x(p) \qquad (9)$$

Cînd trecem la realizarea unei scheme de simulare electronice, în locul mărimilor fizice $x(p)$, $u(p)$, $z(p)$ vom introduce nişte tensiuni $X(P)$, $U(P)$, $Z(P)$ care vor avea o variaţie în timp similară cu mărimile originale, dar în locul timpului real va corespunde un timp al schemei de simulare, care poate să fie după voie, mai lung sau mai scurt; din acest motiv, în locul operatorului $p = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}$ se introduce operatorul $P = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}$ în care $\tau = \alpha_t \cdot t$ este variabila timp corespunzătoare în schema analogică, iar α_t scara timpului. Între x, u, z şi X, U, Z există relaţiile de proporţionalitate:

$$X = a_x \cdot x;\ U = a_u \cdot u;\ Z = a_z \cdot z$$

dacă «coeficienţii de scară» a_x, a_u, a_z se aleg astfel încît amplificatorii operaţionali să poată funcţiona în regiunea liniară a caracteristicilor lor.

Plecînd de la relaţiile (8) şi (9) se poate scrie:

$$m\,P^2 X = \frac{a_1}{TP+1}\,U - fPX - k\,X \qquad (10)$$

$$PX = \frac{1}{P}\left[\frac{1}{m}\cdot\frac{a_1}{TP+1}\,U - \frac{1}{m}f\,P\,X - \frac{1}{m}k\,X\right] \qquad (11)$$

$$P\,Z = a_2 \cdot X \qquad (12)$$

Simularea mişcării supapei se poate face prin schema din fig. 3, *a*. În ce priveşte relaţia între deplasarea X a supapei şi deplasarea Z a pistonului servomotorului, trebuie avută în vedere capacitatea limitată de scurgere a sistemului hidraulic, care introduce o limitare sau saturaţie în viteza de deplasare PZ; pe de altă parte, cursa pistonului este limitată de doi opritori. Aceste limitări s-au avut în vedere la constituirea schemei din fig. 3, *b*.

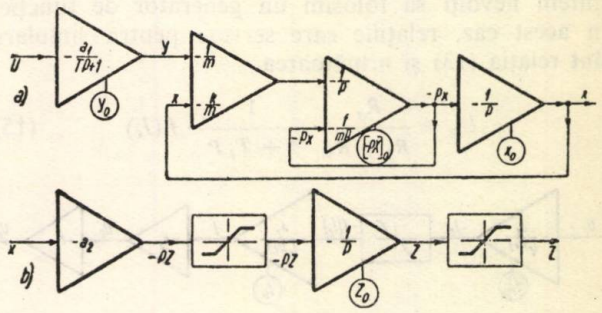


Fig. 3. Simularea electronică a unui servomotor hidraulic: *a* — simularea deplasării supapei servomotorului; *b* — simularea deplasării pistonului servomotorului.

Generator de curent continuu. Dacă generatorul (fig. 4) se consideră liniar şi viteza de antrenare constantă, se pot scrie următoarele relaţii:

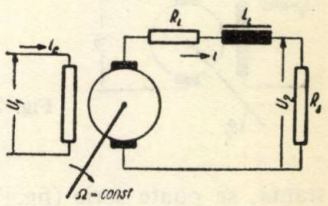


Fig. 4. Generator de curent continuu.

$$U_1 = R_e\,(1 + T_e\,P)\,I_e \qquad (13)$$

$$U_2 = \frac{k_e}{P_e}\cdot\frac{R_s}{R_i+R_s}\cdot\frac{1}{1+T_iP}\cdot\frac{1}{1+T_e\,P} \qquad (14)$$

în care:

$$T_e = \frac{L_e}{R_e},\quad T_i = \frac{L_i}{R_i+R_e}$$

Cu aceste relaţii, simularea relaţiei dintre tensiunea de la bornele generatorului şi tensiunea de la bornele excitaţiei se poate face prin schema din fig. 5, în care s-a notat:

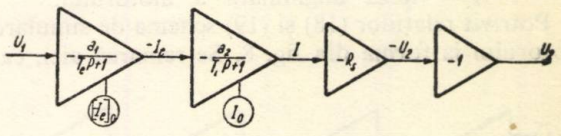


Fig. 5. Simularea generatorului de curent continuu în ipoteza unei funcţionări liniare.

$$a_1 = \frac{k_e}{R_e}\ ;\quad a_2 = \frac{R_s}{R_i+R_s}$$

Dacă se ia în considerare relaţia neliniară dintre curentul de excitaţie şi forţa electromotoare indusă — caracteristica de mers în gol a generatorului —, sîntem nevoiţi să folosim un generator de funcţie. În acest caz, relaţiile care servesc pentru simulare sînt relaţia (13) şi următoarea:

$$U_2 = \frac{R_s}{R_i + R_s} \cdot \frac{1}{1 + T_i P} \cdot f(I_e) \qquad (15)$$

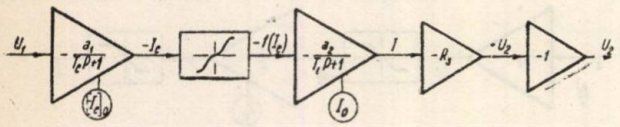


Fig. 6. Simularea generatorului de curent continuu, în ipoteza unei funcţionări neliniare.

Schema de simulare ia forma din fig. 6, în care s-a notat:

$$a_1 = \frac{1}{R_e}\ ; \quad a_2 = \frac{1}{R_i + R_s}$$

Motor de curent continuu. Dacă se consideră comanda pe indus a unui motor cu excitaţie constantă, se poate scrie (fig. 7):

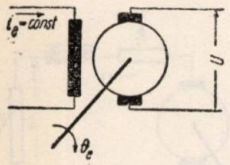


Fig. 7. Motor de curent continuu comandat pe indus.

$$U = k_e\ \Omega + (R_i + L_i P)\, I \qquad (16)$$

$$k_m I = I\ \Omega + C_r \qquad (17)$$

$$I = \frac{U - k_e \Omega}{R_i (1 + P T_i)} \qquad (18)$$

$$\Omega = \frac{1}{P}\left(\frac{k_m}{\mathcal{J}}\ I - \frac{C_r}{\mathcal{J}}\right) \qquad (19)$$

în care: k_m este constanta de cuplu a motorului; $\mathcal{J}$ — momentul de inerţie al motorului; C_r — cuplul rezistent; R_i, L_i — rezistenţa şi inductanţa indusului; $T = \frac{L_i}{R_i}$ — constanta de timp electrică a indusului; $\Omega = P\Theta_e$ = viteza unghiulară a motorului.

Potrivit relaţiilor (18) şi (19) schema de simulare a motorului ia forma din fig. 8. Se remarcă aici, ca şi în fig. 6, introducerea condiţiilor iniţiale la fiecare circuit integrator.

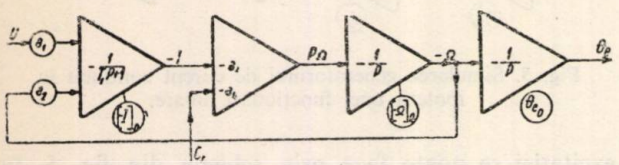


Fig. 8. Simularea motorului de curent continuu, în ipoteza unei funcţionări liniare.

Schema de calcul analogic şi simularea electronică a unui servomecanism

Pentru exemplificare, se va considera schema elementară din fig. 9. Sistemul se presupune liniar, iar relaţia dintre curentul debitat de amplificatorul electronic şi tensiunea de la intrarea sa, de asemenea liniară. Dacă excitaţia motorului este constantă, atunci cuplul motor este direct proporţional cu tensiunea de la intrarea amplificatorului. În aceste condiţii se poate scrie:

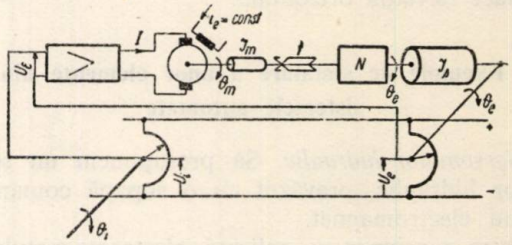


Fig. 9. Servomecanism de poziţie elementar.

$$U_z = U_i - U_e = k_1\ (\Theta_i - \Theta_e) \qquad (20)$$

$$I = k_2\, U_z = k_1 k_2\, (\Theta_i - \Theta_e) \qquad (21)$$

$$(\mathcal{J}_s + N^2 \mathcal{J}_m)\, P^2 \Theta_e + N^2 f_m\, \Theta_e + C_r = C_{m_e} + N k_3\, I = N k_1 k_2 k_3\, (\Theta_i - \Theta_e) \qquad (22)$$

Aici s-a notat: $\mathcal{J}_s$ — momentul de inerţie al sarcinii; $\mathcal{J}_m$ — momentul de inerţie al motorului; N — raportul cutiei de viteze; f_m — coeficientul de frecare vîscoasă a motorului; C_{m_e} — cuplul motor raportat la axul de ieşire.

Relaţia (22) se poate pune sub forma:

$$P^2 \Theta_e = u_2\, \Theta_i - a_1 P\, \Theta_e - a_2\, \Theta_e - a_3\, C \qquad (23)$$

căreia îi corespunde *schema de calcul analogic* din fig. 10, în care s-a notat:

$$a_1 = \frac{N^2 f}{\mathcal{J}_s + N^2 \mathcal{J}_m}\ ; \quad a_2 = \frac{N k_1 k_2 k_3}{\mathcal{J}_s + N^2 \mathcal{J}_m}\ ; \quad a_3 = \frac{1}{\mathcal{J}_s + N^2 \mathcal{J}_m}$$

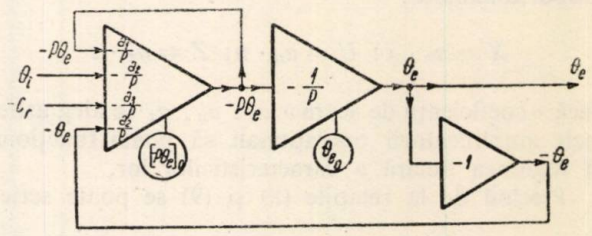


Fig. 10. Schemă de calcul analogic a servomecanismului din fig. 9, în ipoteza unei funcţionări liniare.

Dacă este necesar să se ţină seamă de frecările uscate ale motorului şi de jocul în angrenaje, schema trebuie modificată. Frecările uscate fac ca motorul să nu pornească decît după ce curentul absorbit a depăşit un prag — pragul de insensibilitate. Jocul în angrenaje introduce o rămînere în urmă — un

histeresis. Se aduc relaţiile de mai sus sub o formă convenabilă, pentru introducerea acestor neliniarităţi:

$$\left(\frac{\mathfrak{J}_s}{N^2} + \mathfrak{J}_m\right) P^2 \Theta_m + f P \Theta_m + \frac{C_r}{N} = C_m = k_3 I \quad (24)$$

$$P^2 \Theta_m + b_1 P\Theta_m + b_3 C_r = b_2 I \quad (25)$$

S-a notat:

$$b_1 = \frac{f}{\frac{\mathfrak{J}_s}{N^2} + \mathfrak{J}_m}; \quad b_2 = \frac{k_3}{\frac{\mathfrak{J}_s}{N^2} + \mathfrak{J}_m}; \quad b_3 = \frac{1}{N\left(\frac{\mathfrak{J}_s}{N^2} + \mathfrak{J}_m\right)}$$

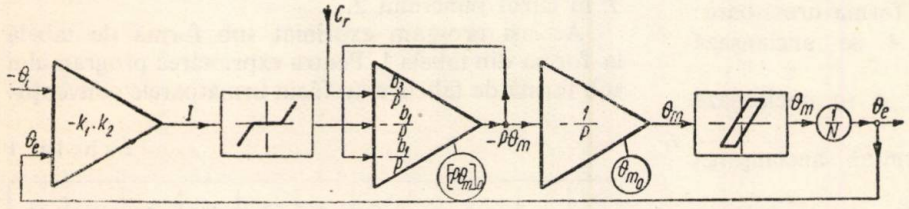


Fig. 11. Schemă de simulare electronică a servomecanismului din fig. 9, ţinînd seamă de insensibilitate şi jocul în angrenaje.

Cu relaţiile (21) şi (25) şi ţinînd seamă de schema din fig. 9, se obţine *schema de simulare electronică* din fig. 11. În această schemă se poate urmări variaţia mărimilor Θ_e, Θ_m, $P\Theta_m$ şi I.

Concluzii

Exemplele de mai sus s-au ales cu scopul de a arăta asemănarea şi deosebirea între cele două moduri de utilizare ale unei maşini analogice electronice: acela de calculator şi de simulator. În cazul problemelor liniare, deosebirea dintre aceste două aspecte nu pare să introducă efecte suficient de interesante sau utile, dar în cazul problemelor neliniare funcţia de simulator devine nu numai interesantă, ci uneori indispensabilă.

Simularea electronică înlătură dificultăţile sistemelor neliniare, imposibil de rezolvat prin calcul analitic şi oferă o soluţie acceptabilă din punct de vedere tehnic.

Intr-un articol viitor, se vor arăta o serie de probleme neliniare rezolvate prin calculul analogic.

BIBLIOGRAFIE

[1] KORN S. A. şi KORN, T. M.: Electronic Analog Computers, Mc. Graw-Hill, New-York, 1956.

GHEORGHE IOANIN *)

Aplicarea metodei tabelei în rezolvarea schemelor cu relee şi selectoare

CZ 621.316.7.077.6:621.318.5.061

În stadiul actual de dezvoltare a metodelor algebrice de calcul, folosite în sinteza schemelor cu program dat pentru relee, vechea metodă a tabelelor a rămas oarecum în umbră, mai ales din cauză că duce, în general, la scheme destul de complicate. Acest rezultat negativ se datoreşte, în principiu, următoarelor două cauze oarecum dependente:

imposibilităţii de a pune în evidenţă parametrii rămaşi nedeterminaţi ai funcţiilor de lucru ale releelor considerate şi, deci, a

imposibilităţii de alegere a parametrilor rămaşi nedeterminaţi, astfel ca prin determinarea lor numerică să ducă la scheme cît mai simple posibile.

Metoda tabelei prezintă totuşi un avantaj foarte apreciat de proiectanţi şi anume acela de a fi intuitiv. De aceea am considerat ca necesar un studiu asupra posibilităţii completării tabelei, astfel ca deficienţele semnalate mai sus să fie parţial sau total înlăturate, rezultatele fiind expuse în cele ce urmează.

*) Ing. GH. IOANIN este cercetător la Institutul de Matematică al Academiei R.P.R.

Bazele teoretice ale metodei tabelei

Metoda algebrică de calcul stabileşte că evoluţia în timp a releelor unei scheme se poate deduce din funcţiile de recurenţă ale releelor respective [1]. Sub forma lor cea mai generală aceste funcţii se pot scrie:

$$F_{z_{N+1}} = \sum_{1}^{2^n} \lambda_i^1 a_N b_N \cdots c_N x_N y_N \cdots z_N$$

$$F_{y_{N+1}} = \sum_{1}^{2^n} \lambda_i^2 a_N b_N \cdots c_N x_N y_N \cdots z_N$$

$$F_{z_{N+1}} = \sum_{1}^{2^n} \lambda_i^r a_N b_N \cdots c_N x_N y_N \cdots z_N$$

în care: $a, b, \ldots, c$ reprezintă elementele de comandă ale schemei; $x, y, \ldots, z$ — contactele releelor care intră în ansamblul schemei; N — momentul considerat în care se găseşte schema; λ — parametrii (coeficienţii) funcţiei.

Aceste relaţii permit atît analiza schemei atunci cînd cunoaştem configuraţia ei, ceea ce revine la a cunoaşte valorile parametrilor λ, cît şi sinteza schemei atunci cînd cunoaştem condiţiile de funcţionare ale schemei, ceea ce revine la a determina parametrii schemei.

Pentru rezolvarea problemei de sinteză trebuie să cunoaştem în primul rînd condiţiile de funcţionare ale schemei. Aceste condiţii se exprimă în mod invariabil printr-un şir de expresii care descriu evoluţia în timp a schemei şi care au forma următoare:

1) la acţionarea butonului A se anclanşază releul X;

2) la dezacţionarea butonului A se anclanşază releul Y;

3) atragerea releului Y determină anclanşarea (sau declanşarea) releului Z etc.

Aceste condiţii, în general, nu sînt suficiente, întrucît trebuie completate (sau cel puţin subînţelese) cu expresii de forma:

1′) releul X fiind anclanşat, se menţine mai departe anclanşat, sau cum se mai spune, schema se stabilizează în această poziţie:

2′)... se anclanşază releul Y, releul X rămînînd mai departe anclanşat.

În general, fără o specificare expresă se subînţelege că starea tuturor elementelor neamintite într-una dintre condiţiile de funcţionare ale schemei, sînt acelea din momentul anterior, condiţiile de lucru exprimînd în general numai schimbările de stare ale elementelor la momentul considerat. Fiecare dintre condiţiile impuse schemei, exprimate sau subînţelese, determină în mod precis valoarea unui singur parametru din fiecare funcţie de recurenţă, respectiv pentru fiecare releu în parte.

În general, numărul de condiţii care caracterizează evoluţia schemei este inferior numărului parametrilor ce intră în componenţa unei funcţii de recurenţă. Rezultă că o parte din parametrii funcţiei nu vor putea fi determinaţi decît prin condiţii suplimentare. Aceste condiţii se referă la probleme care nu sînt în legătură directă cu evoluţia impusă schemei, cum sînt problema minimului de contacte, problema răspunsului la defecte etc. În concluzie, problema admite în general, mai multe soluţii, numărul lor depinzînd de numărul parametrilor rămaşi nedeterminaţi.

Totalitatea condiţiilor de funcţionare pot fi însă exprimate şi sub forma unei tabele, asupra căreia se vor putea face consideraţiile necesare de sinteză. Să ilustrăm acest lucru printr-un exemplu, în care vom scrie condiţiile de lucru atît în clar cît şi sub forma de tabelă.

Să determinăm o schemă conţinînd trei relee şi un buton care să funcţioneze după următorul program:

0. Schema fiind în repaus, să rămînă în repaus.

1. La acţionarea butonului A se anclanşază releul X şi apoi releul Y.

2. La dezacţionarea butonului A se declanşază releul X.

3. La o nouă acţionare a butonului A se anclanşază releul Z apoi se dezacţionează releul Y.

4. La dezacţionarea butonului A se declanşază releul Z.

Sub punctele 1, 2, 3 şi 4 s-a făcut descrierea în text «clar» a condiţiilor de funcţionare a schemei.

Trebuie să facem însă observaţia că în cazul punctelor 1 şi 3 s-au exprimat cîte două condiţii simultan şi anume o condiţie relativă la releul X şi alta relativă la releul Y în cazul punctului 1 şi o condiţie relativă la releul Z şi alta relativă la releul Y în cazul punctului 2.

Acelaşi program exprimat sub formă de tabelă ia forma din tabela 1. Pentru exprimarea programului sub formă de tabelă s-au făcut următoarele convenţii:

Tabela 1

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\bar{a}$	a			$\bar{a}$		a			$\bar{a}$	
$\bar{x}$		x			$\bar{x}$					
$\bar{y}$			y					$\bar{y}$		
$\bar{z}$							z			$\bar{z}$
0	1		2		3			4		

a) se notează prin literă mică barată faptul că elementul respectiv se află în stare de *repaus*, nu este acţionat, sau nu este anclanşat;

b) se notează prin literă mică nebarată faptul că elementul respectiv *nu se găseşte în repaus*, este dezacţionat sau este declanşat;

c) se înscriu în tabelă toate schimbările de stare ale tabelei în ordinea evoluţiei lor naturale, aşa cum sînt cerute de program.

Pentru o mai uşoară identificare între condiţiile scrise în «text clar» şi cele din tabelă s-au făcut la baza tabelei acolade care indică corespondenţa între punctele 1, 2, 3 şi 4 şi coloanele tabelei. Operaţia inversă adică aceea de a deduce programul de funcţionare a schemei, din tabelă, este evidentă.

Vom urmări acum în paralel, determinarea parametrilor atît pe cale algebrică cît şi din tabelă. Pentru aceasta vom scrie, mai întîi, funcţiile de recurenţă ale releelor X, Y şi Z.

$$
\begin{aligned}
F_x = a_N (&\lambda_1^1 x_N y_N z_N + \lambda_2^1 x_N y_N \bar{z}_N + \lambda_3^1 x_N \bar{y}_N z_N + \\
&+ \lambda_4^1 x_N \bar{y}_N \bar{z}_N + \lambda_5^1 \bar{x}_N y_N z_N + \lambda_6^1 \bar{x}_N y_N \bar{z}_N + \\
&+ \lambda_7^1 \bar{x}_N \bar{y}_N z_N + \lambda_8^1 \bar{x}_N \bar{y}_N \bar{z}_N) + \\
\bar{a}_N (&\lambda_9^1 x_N y_N z_N + \lambda_{10}^1 x_N y_N \bar{z}_N + \lambda_{11}^1 x_N \bar{y}_N z_N + \\
&+ \lambda_{12}^1 x_N \bar{y}_N \bar{z}_N + \lambda_{13}^1 \bar{x}_N y_N z_N + \lambda_{14}^1 \bar{x}_N y_N \bar{z}_N + \\
&+ \lambda_{15}^1 \bar{x}_N \bar{y}_N z_N + \lambda_{16}^1 \bar{x}_N \bar{y}_N \bar{z}_N)
\end{aligned}
\qquad (2)
$$

$$F_{y_{N+1}} = a_N(\lambda_1^2 x_N y_N z_N + \lambda_2^2 x_N y_N \bar{z}_N + \lambda_3^2 x_N \bar{y}_N z_N + \lambda_4^2 x_N \bar{y}_N \bar{z}_N + \lambda_5^2 \bar{x}_N y_N z_N + \lambda_6^2 \bar{x}_N y_N \bar{z}_N + \lambda_7^2 \bar{x}_N \bar{y}_N z_N + \lambda_8^2 \bar{x}_N \bar{y}_N \bar{z}_N) + \bar{a}_N(\lambda_9^2 x_N y_N z_N + \lambda_{10}^2 x_N y_N \bar{z}_N + \lambda_{11}^2 x_N \bar{y}_N z_N + \lambda_{12}^2 x_N \bar{y}_N \bar{z}_N + \lambda_{13}^2 \bar{x}_N y_N z_N + \lambda_{14}^2 \bar{x}_N y_N \bar{z}_N + \lambda_{15}^2 \bar{x}_N \bar{y}_N z_N + \lambda_{16}^2 \bar{x}_N \bar{y}_N \bar{z}_N) \quad (3)$$

$$F_{z_{N+1}} = a_N(\lambda_1^3 x_N y_N z_N + \lambda_2^3 x_N y_N \bar{z}_N + \lambda_3^3 x_N \bar{y}_N z_N + \lambda_4^3 x_N \bar{y}_N \bar{z}_N + \lambda_5^3 \bar{x}_N y_N z_N + \lambda_6^3 \bar{x}_N y_N \bar{z}_N + \lambda_7^3 \bar{x}_N \bar{y}_N z_N + \lambda_8^3 \bar{x}_N \bar{y}_N \bar{z}_N) + \bar{a}_N(\lambda_9^3 x_N y_N z_N + \lambda_{10}^3 x_N y_N \bar{z}_N + \lambda_{11}^3 x_N \bar{y}_N z_N + \lambda_{12}^3 x_N \bar{y}_N \bar{z}_N + \lambda_{13}^3 \bar{x}_N y_N z_N + \lambda_{14}^3 \bar{x}_N y_N \bar{z}_N + \lambda_{15}^3 \bar{x}_N \bar{y}_N z_N + \lambda_{16}^3 \bar{x}_N \bar{y}_N \bar{z}_N). \quad (4)$$

După cum se vede, avem de determinat 3.16=48 parametri şi avem la dispoziţie 3.10 = 30 condiţii. Vor rămîne deci 18 parametri nedeterminaţi. Să urmărim acum calculul determinării parametrilor.

Metoda algebrică	*Metoda tabelei*
O. Schema este şi rămîne în repaus $a_0 = 0\ x_0 = 0\ y_0 = 0\ z_0 = 0$ $F_x = 0\ F_y = 0\ F_z = 0$ deducem: $\lambda_{16}^1 = 0\ \lambda_{16}^2 = 0\ \lambda_{16}^3 = 0$	Termenul $\bar{a}\,\bar{x}\,\bar{y}\,\bar{z}$ se găseşte în coloanele 0 şi 10 şi sînt interzise pentru toate relele, deoarece parametri respectivi sînt nuli.
1. Se acţionează butonul *A*. În momentul următor releul *X* se anclanşază. Deci $a_1 = 1\ x_1 = 0\ y_1 = 0\ z_1 = 0$ $F_{x_1} = 1\ F_{y_1} = 0\ F_{z_1} = 0$ deducem: $\lambda_8^1 = 1\ \lambda_8^2 = 0\ \lambda_8^3 = 0$	Termenul $a\,\bar{x}\,\bar{y}\,\bar{z}$ se găseşte în coloana 1. Este permis pentru F_x. Este interzis pentru F_y şi F_z.
În momentul următor releul *Y* se anclanşază. Deci: $a_2 = 1\ x_2 = 1\ y_2 = 0\ z_2 = 0$ $F_{x_2} = 1\ F_{y_2} = 1\ F_{z_2} = 0$ deducem: $\lambda_4^1 = 1\ \lambda_4^2 = 1\ \lambda_4^3 = 0$	Termenul $a\,x\,\bar{y}\,\bar{z}$ se găseşte în coloana 2. Este permis pentru F_x şi F_y. Este interzis pentru F_z.
În momentul următor schema se stabilizează. Deci: $a_3 = 1\ x_3 = 1\ y_3 = 1\ z_3 = 0$ $F_{x_3} = 1\ F_{y_3} = 1\ F_{z_3} = 0$. Deducem: $\lambda_2^1 = 1\ \lambda_2^2 = 1\ \lambda_2^3 = 0$	Termenul $a\,x\,y\,\bar{z}$ se găseşte în coloana 3. Este permis pentru F_x şi F_y. Este interzis pentru F_z.
2. Se dezacţionează butonul *A*. In momentul următor Releul *X* cade. Deci $a_4 = 0$ $x_4 = 1\ y_4 = 1\ z_4 = 0\ F_{x_4} = 0$ $F_{y_4} = 1\ F_{z_4} = 0$ Deducem: $\lambda_{10}^1 = 0\ \lambda_{10}^2 = 1\ \lambda_{10}^3 = 0$	Termenul $\bar{a}\,x\,y\,\bar{z}$ se găseşte în coloana 4. Este permis pentru F_y. Este interzis pentru F_x şi F_z.
În momentul următor schema se stabilizează. Deci: $a_5 = 0\ x_5 = 0\ y_5 = 1\ z_5 = 0$ $F_{x_5} = 0\ F_{y_5} = 1\ F_{z_5} = 0$ Deducem: $\lambda_{14}^1 = 0\ \lambda_{14}^2 = 1\ \lambda_{14}^3 = 0$	Termenul $\bar{a}\,\bar{x}\,y\,\bar{z}$ se găseşte în coloana 5. Este permis pentru F_y. Este interzis pentru F_x şi F_z.
3. Se acţionează butonul *A*. În momentul următor se anelanşază releul *Z*. Deci: $a_6 = 1\ x_6 = 0\ y_6 = 1\ z_6 = 0$ $F_{x_6} = 0\ F_{y_6} = 1\ F_{z_6} = 1$. Deducem: $\lambda_6^1 = 0\ \lambda_6^2 = 1\ \lambda_6^3 = 1$	Termenul $a\,\bar{x}\,y\,\bar{z}$ se găseşte în coloana 6. Este permis pentru F_y şi F_z. Este interzis pentru F_x.
În momentul următor se declanşază releul *Y*. Deci: $a_7 = 1\ x_7 = 0\ y_7 = 1\ z_7 = 1$ $F_{x_7} = 0\ F_{y_7} = 0\ F_{z_7} = 1$ Deducem: $\lambda_5^1 = 0\ \lambda_5^2 = 0\ \lambda_5^3 = 1$	Termenul $a\,\bar{x}\,y\,z$ se găseşte în coloana 7. Este permis pentru F_z. Este interzis pentru F_x şi F_y.
În momentul următor schema se stabilizează. Deci: $a_8 = 1\ x_8 = 0\ y_8 = 0\ z_8 = 1$ $F_{x_8} = 0\ F_{y_8} = 0\ F_{z_8} = 1$ Deducem: $\lambda_7^1 = 0\ \lambda_7^2 = 0\ \lambda_7^3 = 1$	Termenul $a\,\bar{x}\,\bar{y}\,z$ se găseşte în coloana 8. Este permis pentru F_z. Este interzis pentru F_x şi F_y.
Se dezacţionează butonul *A*. În momentul următor se declanşază releul *Z*. Deci: $a_9 = 0\ x_9 = 0\ y_9 = 0\ z_9 = 1$ $F_{x_{10}} = 0\ F_{y_{10}} = 0\ F_{z_{10}} = 0$ Deducem: $\lambda_{15}^1 = 0\ \lambda_{15}^2 = 0\ \lambda_{15}^3 = 0$	Termenul $\bar{a}\,\bar{x}\,\bar{y}\,z$ se găseşte în coloana 9. Este interzis pentru F_x, F_y şi F_z.
În momentul următor schema se stabilizează, intrînd în repaus. Deci: $a_{10} = 0\ x_{10} = 0\ y_{10} = 0$ $z_{10} = 0\ F_{x_0} = 0\ F_{y_0} = 0$ $F_{z_0} = 0$ Deducem: $\lambda_{16}^1 = 0\ \lambda_{16}^2 = 0\ \lambda_{16}^3 = 0$	Termenul $\bar{a}\,\bar{x}\,\bar{y}\,\bar{z}$ se găseşte în coloana 10 şi 0. Este interzis pentru F_x, F_y şi F_z.

Astfel cum a fost condus calculul, se observă că prin metoda algebrică s-au stabilit deja valorile pe care trebuie să le aibă anumiţi parametri şi prin aceasta şi forma funcţiilor respective. Acestea, renunţînd la scrierea indicilor N care acum nu mai au nici o importanţă, sînt:

$$F_x = a(\lambda_1^1\, x\,y\,z + x\,y\,\bar{z} + \lambda_3^1 x\,\bar{y}\,z + x\,\bar{y}\,\bar{z} + \bar{x}\,\bar{y}\,\bar{z}) + \bar{a}(\lambda_9^1 x\,y\,z + \lambda_{11}^1 x\,\bar{y}\,z + \lambda_{12}^1 \bar{x}\,y\,\bar{z} + \lambda_{13}^1 \bar{x}\,y\,z) \quad (5)$$

$$F_y = a(\lambda_1^2 x\,y\,\bar{z} + x\,y\,\bar{z} + \lambda_3^2 x\,\bar{y}\,z + x\,\bar{y}\,\bar{z} + \bar{x}\,y\,\bar{z}) + \bar{a}(\lambda_9^2 x\,y\,z + x\,y\,\bar{z} + \lambda_{11}^2 x\,\bar{y}\,z + \lambda_{12}^2 x\,\bar{y}\,\bar{z} + \lambda_{13}^2 \bar{x}\,y\,z + \bar{x}\,y\,\bar{z}) \quad (6)$$

$$F_z = a(\lambda_1^3 x y z + \lambda_3^3 x \bar{y} z + \bar{x} y z + \bar{x} y \bar{z} + \bar{x} \bar{y} z) + \bar{a}(\lambda_9^3 x y z + \lambda_{11}^3 x \bar{y} z + \lambda_{12}^3 x \bar{y} \bar{z} + \lambda_{13}^3 \bar{x} y z) \quad (7)$$

Pentru a vedea ce putem deduce din tabelă vom sublinia printr-o linie mai groasă coloanele permise pentru fiecare releu în parte (tabela 2).

Tabela 2

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\bar{a}$	a			$\bar{a}$		a			$\bar{a}$	
$\bar{x}$		x			$\bar{x}$					
$\bar{y}$			y					$\bar{y}$		
$\bar{z}$							z			$\bar{z}$

Să scriem acum pentru fiecare releu în parte termenii cuprinşi în coloanele subliniate, însumînd coloanele respective şi obţinem:

$$F_x = a \bar{x} \bar{y} \bar{z} + a x \bar{y} \bar{z} + a x y \bar{z} \quad (8)$$

$$F_y = a x \bar{y} \bar{z} + a x y \bar{z} + \bar{a} x y \bar{z} + \bar{a} \bar{x} y \bar{z} + a \bar{x} y \bar{z} \quad (9)$$

$$F_z = a \bar{x} y \bar{z} + a \bar{x} y z + a \bar{x} \bar{y} z \quad (10)$$

Comparînd ecuaţiile (5—7) cu (8—10) observăm uşor că acestea din urmă se obţin din primele dacă toţi parametrii nedeterminaţi au fost făcuţi egali cu zero. Din tabela 2 se observă uşor şi legea de formare a funcţiilor fiecărui releu în parte, şi anume:

Se însumează termenii cuprinşi în coloane, începînd cu coloana ce precede coloana în care figurează că releul respectiv se anclanşază (notat prin literă mică fară bară) şi terminînd cu coloana care precede cu o căsuţă coloana în care figurează că releul respectiv se declanşază (notat prin literă mică barată). În cazul mai multor funcţionări ale aceluiaşi releu se însumează rezultatele obţinute pentru fiecare funcţionare în parte.

Se vede, deci, că metoda tabelei permite determinarea rapidă a funcţiilor de lucru ale releelor în cazul particular cînd se consideră că parametrii nedeterminaţi au valoarea zero. Întrucît acest considerent reprezintă un impediment important, vom arăta mai tîrziu cum poate fi evitat. Înainte de aceasta vom face demonstraţia unei a doua metode de determinare a funcţiilor de lucru ale releelor, metodă care reprezintă tot un caz particular al metodei algebrice şi care se enunţă astfel:

Funcţia de lucru a unui releu X cu mai multe funcţionări în cursul unei evoluţii a schemei, se obţine însumînd primele coloane ale fiecărei funcţionări (care conţin litera x) din care am eliminat litera x, la care adăugăm produsul format de litera x cu coloanele care conţin litera $\bar{x}$, fiecare coloană fiind barată, după ce în prealabil am eliminat pe $\bar{x}$. În cazul particular al unei singure funcţionări, cum este în cazul tabela 2, ecuaţia se scrie:

$$F_x = a \bar{y} \bar{z} + x \overline{(\bar{a} y \bar{z})} = a \bar{y} z + x(a + \bar{y} + z) \quad (11)$$

Să considerăm ecuaţia generală care exprimă funcţia de lucru a dipolului aparţinînd releului X, pe care o vom scrie punînd în evidenţă elementul x:

$$F_x = x \sum \lambda_i P_i + \bar{x} \sum \mu_i P_i \quad (12)$$

în care:

λ_i, μ_i sînt parametrii funcţiei; P_i — componentele lui 1 formate cu toate celelalte elemente afară de x.

Din condiţiile tabelei rezultă:

$$\lambda_i = 1 \text{ pentru } \frac{(i_{11} < i < i_{n1})\ (i_{12} < i < i_{n2})}{(i_{1r} < i < i_{nr})} \quad (13)$$

$$\mu_i = 1 \text{ pentru } \frac{(i = i_{11})\ (i = i_{12})}{(i = i_{1r})} \quad (14)$$

şi

$$\lambda_i = 0 \text{ pentru } \frac{(i = i_{n1})\ (i = i_{n2})}{(i = i_{nr})} \quad (15)$$

Se observă uşor că parametrii μ_i, înafară de valorile arătate în (3) nu pot avea decît valorile 0 care definesc condiţiile de nefuncţionare ale schemei sau să rămînă nedeterminaţi. De asemenea se constată că parametrii λ_i, în afară de valorile arătate, în (2) şi (4) rămîn nedeterminaţi. Făcînd toţi parametrii λ_i

Tabela 3

	x				$\bar{x}$			x				$\bar{x}$					x					$\bar{x}$	
P_{11}	P_{11}			P_{n1}	P_{n1}		P_{12}	P_{12}			P_{n2}	P_{n2}				P_{1r}	P_{1r}				P_{nr}	P_{nr}	

rămaşi nedeterminaţi egali cu 1 şi toţi parametrii μ_i rămaşi nedeterminaţi egali cu 0, ecuaţia (1) se poate scrie:

$$F_x = x \sum_{\substack{i \neq i_{n1} \\ i \neq i_{n2} \\ i \neq i_{nr}}} P_i + \bar{x} \sum_{\substack{i = i_{11} \\ i = i_{12} \\ i = i_{1r}}} P_i \qquad (16)$$

cum

$i_{n1}, i_{n2}, \ldots i_{nr}$, $i_{11}, i_{12}, \ldots i_{1r}$ sînt diferiţi între ei, ecuaţia (5) se mai poate scrie:

$$F_x = (x + \bar{x}) \sum_{\substack{i = i_{11} \\ i = i_{12} \\ i = i_{1r}}} P_i + x \sum_{\substack{i \neq i_{n1} \\ i \neq i_{n2} \\ i \neq i_{nr}}} P_i \qquad (17)$$

sau

$$F_x = \sum_{\substack{i = i_{11} \\ i = i_{12} \\ i = i_{1r}}} P_i + x \sum_{\substack{i \neq i_{n1} \\ i \neq i_{n2} \\ i \neq i_{nr}}} P_i \qquad (18)$$

Ţinînd seamă că:

$$\sum_{\substack{i \neq i_{n1} \\ i \neq i_{n2} \\ i \neq i_{nr}}} P_i = \bar{P}_{i_{n1}} \cdot \bar{P}_{i_{n2}} \ldots \bar{P}_{i_{nr}} \qquad (19)$$

rezultă formula finală

$$\sum_{\substack{i = i_{11} \\ i = i_{12} \\ i = i_{1r}}} F_x = P_i + x \, \bar{P}_{i_{n1}} \cdot \bar{P}_{i_{n2}} \ldots \bar{P}_{i_{nr}} \qquad (20)$$

Astfel şi cea de a doua variantă a metodei tabelei a fost demonstrată.

Punerea în evidenţă a parametrilor nedeterminaţi. Pentru a putea efectua calculul într-un mod rapid, atunci cînd vrem să folosim şi parametrii nedeterminaţi putem evita scrierea formulelor de recurenţă întocmind o a doua tabelă care să conţină toate componentele lui 1 ce se pot forma cu elementele care compun schema.

În cazul exemplului considerat avem de întocmit tabela componentelor lui 1 care se pot forma cu cele patru elemente: *a*, *x*, *y* şi *z*, ordonate după comanda *a*. Tabela are forma:

1. $a\,x\,y\,z$ x y z	9. $\bar{a}\,x\,y\,z$ x y z
2. $a\,x\,y\,\bar{z}$ — — 0	10. $\bar{a}\,x\,y\,\bar{z}$ 0 — 0
3. $a\,x\,\bar{y}\,z$	11. $\bar{a}\,x\,\bar{y}\,z$
4. $y\,x\,\bar{y}\,\bar{z}$ — — 0	12. $\bar{a}\,x\,\bar{y}\,\bar{z}$
5. $a\,\bar{x}\,y\,z$ 0 0 —	13. $\bar{a}\,\bar{x}\,y\,z$
6. $a\,\bar{x}\,y\,\bar{z}$ 0 — —	14. $\bar{a}\,\bar{x}\,y\,\bar{z}$ 0 — 0
7. $a\,\bar{x}\,\bar{y}\,z$ 0 0 —	15. $\bar{a}\,\bar{x}\,\bar{y}\,z$ 0 0 0
8. $a\,\bar{x}\,\bar{y}\,\bar{z}$ — 0 0	16. $\bar{a}\,\bar{x}\,\bar{y}\,\bar{z}$ 0 0 0

Vom pune în dreptul fiecărui termen semnul — dacă termenul în cauză este permis pentru funcţia de lucru a releului considerat, şi semnul O dacă termenul în cauză este interzis pentru funcţia de lucru a releului considerat. Acestea se determină direct din tabela de funcţionare. Tabela parametrilor va avea deci în final, pe lîngă componentele lui *1* ale elementelor scheme şi un număr de coloane (egal cu numărul releelor) în care sînt trecute semnele convenţionale menţionate mai sus. Termenii neafectaţi de unul din cele două semne convenţionale reprezintă evident, chiar termenii din ecuaţiile de recurenţă ai căror parametri au rămas nedeterminaţi.

Să vedem cum putem folosi această a doua tabelă pentru reducerea cît mai mare a numărului de contacte. În acest scop vom forma grupe de termeni conţinînd cîte 2^n termeni permişi sau nedeterminaţi. Astfel de grupe permit eliminarea a *n* contacte. Spre exemplu pentru determinarea funcţiei F_x vom forma grupele conţinînd termenii:

$$(1, 2, 3, 4) + (4, 8)$$

deci

$$F_x = a\,x + a\,\bar{y}\,\bar{z} = a\,(x + \bar{y})\,(x + \bar{z})$$

Pentru F_y avem:

$$(1, 2, 3, 4, 9, 10, 11, 12) + (6, 14)$$

deci

$$F_y = x + \bar{x}\,y\,\bar{z} = x + y\,\bar{z} = (x + y)\,(x + \bar{z})$$

Pentru F_z avem:

$$(5, 6) + (5, 7)$$

$$F_z = a\,\bar{x}\,y + a\,\bar{x}\,z = a\,\bar{x}\,(y + z).$$

Relaţiile obţinute pot fi încă simplificate dacă ţinem seamă de anumite criterii speciale. În exemplul de faţă se observă din tabela de funcţionare că funcţionarea releului *X* nu se suprapune cu funcţionarea releului *Z*, în tot timpul evoluţiei schemei. În acest caz avem satisfăcută identitatea:

$$\bar{x} + \bar{z} = 1$$

deducem

$$x + \bar{z} = (x + \bar{z})\,(\bar{x} + \bar{z}) = \bar{z}$$

relaţiile devin:

$$F_x = a\,\bar{z}\,(x + \bar{y})$$

$$F_y = (x + y)\,\bar{z}$$

În cadrul acestui exemplu putem spune că am obţinut schema cu minimul de contacte posibile, satisfăcînd programului înscris în tabela de funcţionare, după cum se poate verifica uşor din fig. 1.

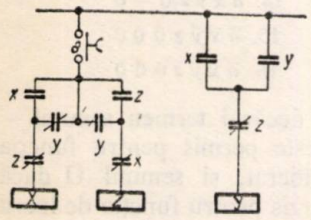


Fig. 1. Schemă corespunzătoare programului înscris în tabela de funcţionare.

Anexa 1. **Exemple de calcul**

Să considerăm programul definit prin tabela 4. Vom întocmi, în primul rînd, tabela necesară pentru determinarea parametrilor condiţionaţi şi vom marca pe aceasta atît termenii obligatorii cît şi cei interzişi pentru fiecare releu în parte:

1. $a\,b\,x\,y\,z\,y\;x\;z$
2. $ab\,x\,y\,\bar{z} - - 0$
3. $a\,b\,x\,\bar{y}\,z$
4. $a\,b\,x\,\bar{y}\,\bar{z} - - 0$
5. $a\,b\,\bar{x}\,y\,z\;0 - -$
6. $a\,b\,\bar{x}\,y\,\bar{z}\;0 - -$
7. $a\,b\,\bar{x}\,\bar{y}\,z$
8. $a\,b\,\bar{x}\,\bar{y}\,\bar{z}$
9. $a\,\bar{b}\,x\,y\,z$
10. $a\,\bar{b}\,x\,y\,\bar{z}$
11. $a\,\bar{b}\,x\,\bar{y}\,z$
12. $a\,\bar{b}\,x\,\bar{y}\,\bar{z} - 0\;0$
13. $a\,\bar{b}\,\bar{x}\,y\,z$
14. $a\,\bar{b}\,\bar{x}\,y\,\bar{z}$
15. $a\,\bar{b}\,\bar{x}\,\bar{y}\,z$
16. $a\,\bar{b}\,\bar{x}\,\bar{y}\,\bar{z} - 0\;0$
17. $\bar{a}\,b\,x\,y\,z\;x\;y\,z$
18. $\bar{a}\,b\,x\,y\,\bar{z}\;0 - 0$
19. $\bar{a}\,b\,x\,\bar{y}\,z$
20. $\bar{a}\,b\,x\,\bar{y}\,\bar{z}$
21. $\bar{a}\,b\,\bar{x}\,y\,z\;0\;0 -$
22. $\bar{a}\,b\,\bar{x}\,y\,\bar{z}\;0 - 0$
23. $\bar{a}\,b\,\bar{x}\,\bar{y}\,z\;0\;0 -$
24. $\bar{a}\,b\,\bar{x}\,\bar{y}\,\bar{z}$
25. $\bar{a}\,\bar{b}\,x\,y\,z$
26. $\bar{a}\,\bar{b}\,x\,y\,\bar{z}$
27. $\bar{a}\,\bar{b}\,x\,\bar{y}\,z$
28. $\bar{a}\,\bar{b}\,x\,\bar{y}\,\bar{z}$
29. $\bar{a}\,\bar{b}\,\bar{x}\,y\,z$
30. $\bar{a}\,\bar{b}\,\bar{x}\,y\,\bar{z}$
31. $\bar{a}\,\bar{b}\,\bar{x}\,\bar{y}\,z\;0\;0\;0$
32. $\bar{a}\,\bar{b}\,\bar{x}\,\bar{y}\,\bar{z}\;0\;0\;0$

Funcţia de lucru a releului X rezultă din însumarea grupelor:

$$(1, 2, 3, 4, 9, 10, 11, 12) + (9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16)$$

$$F_x = a\,x + a\,\bar{b} = a\,(\bar{b} + x)$$

Funcţia de lucru a releului Y rezultă din însumarea grupelor:

$$(1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8) + (2, 4, 6, 8, 18, 20, 22, 24)$$

$$F_y = ab + bz = b\,(a + z)$$

Funcţia de lucru a releului Z rezultă din însumarea grupelor:

$$(1, 3, 5, 7, 17, 19, 21, 23) + (5, 6, 13, 14)$$

$$F_z = bz + a\,\bar{x}\,y$$

Schema corespunzătoare este dată în fig. 2.

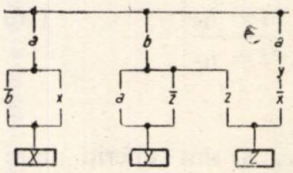


Fig. 2. Schema corespunzătoare programului înscris în tabela 4.

Să mai considerăm o alicaţie a metodei tabelei la selectorii pas cu pas. Să considerăm tabela 5. Să întocmim tabela necesară pentru determinarea parametrilor condiţionaţi, marcînd

Tabela 4

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\bar{a}$	a				$\bar{a}$		a		$\bar{a}$			
$\bar{b}$			b								$\bar{b}$	
$\bar{x}$		x				$\bar{x}$						
$\bar{y}$				y						$\bar{y}$		
$\bar{z}$								z				$\bar{z}$

pe aceasta atît termenii obligatorii cît şi pe cei interzişi pentru releul X şi selectorul P. Considerăm că selectorul are şase paşi.

1. $a\,x\,p\bar{P}_0 - 0$
2. $a\,x\,p\bar{P}_1 - 0$
3. $a\,x\,p\bar{P}_2$
4. $a\,x\,p\bar{P}_3 - 0$
5. $a\,x\,p\bar{P}_4$
6. $a\,x\,p\bar{P}_5 - 0$
7. $a\,x\,\bar{p}P_0$
8. $a\,x\,\bar{p}P_1 - -$
9. $a\,x\,\bar{p}P_2 - 0$
10. $ax\bar{p}P_3 - -$
11. $a\,x\,\bar{p}P_4 - 0$
12. $a\,x\,\bar{p}P_5 - -$
13. $a\,\bar{x}\,p\bar{P}_0\;0\;0$
14. $a\,\bar{x}\,p\bar{P}_1$
15. $a\,\bar{x}\,p\bar{P}_2\;0\;0$
16. $a\,\bar{x}\,p\bar{P}_3$
17. $a\,\bar{x}\,p\bar{P}_4\;0\;0$
18. $a\,\bar{x}\,p\bar{P}_5$
19. $a\,\bar{x}\,\bar{p}P_0\;0 -$
20. $a\,\bar{x}\,\bar{p}P_1\;0\;0$
21. $a\,\bar{x}\,\bar{p}P_2\;0 -$
22. $a\,\bar{x}\,\bar{p}P_3\;0\;0$
23. $a\,\bar{x}\,\bar{p}P_4\;0 -$
24. $a\,\bar{x}\,\bar{p}P_5\;0\;0$

Tabela 5.

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
$\bar{a}$	a			$\bar{a}$		a			$\bar{a}$		a			$\bar{a}$		a			$\bar{a}$		a			$\bar{a}$		a			$\bar{a}$	
$\bar{x}$					x					$\bar{x}$					x					$\bar{x}$					x					$\bar{x}$
$\bar{p}P_0$		pP_0	$\bar{p}P_1$			pP_1	$\bar{p}P_2$				pP_2	$\bar{p}P_3$				pP_3	$\bar{p}P_4$				pP_4	$\bar{p}P_5$				pP_5	$\bar{p}P_0$				

25. $\bar{a}\,x\,pP_0$	37. $\bar{a}\,\bar{x}\,pP_0$
26. $\bar{a}\,x\,pP_1$	38. $\bar{a}\,\bar{x}\,pP_1$
27. $\bar{a}\,x\,pP_2$	39. $\bar{a}\,\bar{x}\,pP_2$
28. $\bar{a}\,x\,pP_3$	40. $\bar{a}\,\bar{x}\,pP_3$
29. $\bar{a}\,x\,pP_4$	41. $\bar{a}\,\bar{x}\,pP_4$
30. $\bar{a}\,x\,pP_5$	42. $\bar{a}\,\bar{x}\,pP_5$
31. $\bar{a}\,x\,\bar{p}P_0$ 0 0	43. $\bar{a}\,\bar{x}\,\bar{p}P_0$ 0 0
32. $\bar{a}\,x\,\bar{p}P_1$ — 0	44. $\bar{a}\,\bar{x}\,\bar{p}P_1$ — 0
33. $\bar{o}\,x\,\bar{p}P_2$ 0 0	45. $\bar{a}\,\bar{x}\,\bar{p}P_2$ — 0
34. $\bar{a}\,x\,\bar{p}P_3$ — 0	46. $\bar{a}\,\bar{x}\,\bar{p}P_3$ — 0
35. $\bar{a}\,x\,\bar{p}P_4$ 0 0	47. $\bar{a}\,\bar{x}\,\bar{p}P_4$ 0 0
36. $\bar{a}\,x\,\bar{p}P_5$ — 0	48. $\bar{a}\,\bar{x}\,\bar{p}P_5$ — 0

Funcţia de lucru a releului X rezultă din însumarea grupelor:

$$(1, 2, 3, 4\ \ 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12) +$$

$$+ (26, 28, 30, 32, 34, 36) + (38, 40, 42, 44, 46, 48)$$

$$F_x = a\,x + \bar{a}\,(P_1 + P_3 + P_5)$$

Funcţia de lucru a releului P rezultă din însumarea grupelor:

$$(8, 10, 12) + (19, 21, 23)$$

$$F_p = a\bar{p}\,[x\,(P_1 + P_3 + P_5) + \bar{x}\,(P_0 + P_2 + P_4)]$$

Schema corespunzătoare este dată în fig. 3.

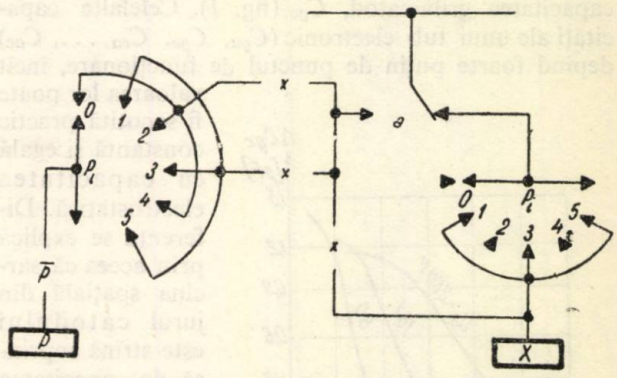


Fig. 3. Schema corespunzătoare programului înscris în tabela 5.

BIBLIOGRAFIE

[1] GAVRILOV, M. A.: *Teoria relino kontaktnîh shem*, Izd. Akad. Nauk. SSSR, Moscova-Leningrad, 1950.

[2] MONTGOMERY, D.: *Asupra unei algebre cu relee şi contacte*, Proc. Instn. electr. Engrs., 36 (1948).

[3] MOISIL, Gr. C.: *Teoria algebrică a funcţionării schemelor cu contacte şi relee în mai mulţi timpi*, Studii şi cercetări matematice, VI (1955) 1—2.

MIHAI DRĂGĂNESCU *)

Capacităţi neliniare

CZ 621.3.011.4

Neliniarităţile circuitelor electrice se datoresc, în mod obişnuit, rezistenţelor şi inductanţelor cu miez feromagnetic. În ultimul timp însă s-au pus în evidenţă şi neliniarităţile condensatoarelor electrice care pot juca un rol important în funcţionarea circuitelor. În articolul de faţă se atrage atenţia asupra elementelor de circuit care pot prezenta capacităţi neliniare, dîndu-se o definiţie a *capacităţii neliniare* spre deosebire de *capacitatea statică* sau *capacitatea echivalentă în curent alternativ*. Se arată că măsurarea capacităţii în regim variabil determină « capacitatea echivalentă în curent alternativ » şi că numai în cazul unui semnal de amplitudine foarte mică, capacitatea măsurată va coincide cu capacitatea neliniară. În cuprinsul articolului se mai dă o clasificare a capacităţilor neliniare, iar în încheiere se examinează în trecere, problema scrierii ecuaţiilor la circuite cu condensatoare neliniare.

Descrierea capacităţilor neliniare

Capacităţile neliniare se întîlnesc deosebit de frecvent în circuitele electronice, deoarece elementele de bază ale acestora, tuburile electronice şi transistorii, prezintă capacităţi neliniare între electrozi [1] [2]. Efectul lor însă nu este totdeauna pronunţat datorită faptului că la frecvenţe joase ele sînt mascate de rezistenţele tuburilor (transistorilor) sau de rezistenţele montajelor. Alteori, în paralel cu ele se montează capacităţi de valoare mult mai mare. O dată cu apariţia materialelor seignetto-electrice [6] datorită neliniarităţii acestor dielectrici s-au putut realiza condensatoare neliniare de valoare mare. Neliniaritatea acestor elemente a condus la apariţia amplificatoarelor dielectrice, analoge ale amplificatoarelor magnetice [7]. În afară de amplificare, condensatoarele neliniare pot fi utilizate la sisteme de modulaţie în frecvenţă (chiar şi în amplitudine), ca multiplicatoare de frecvenţă etc [8]. În afară de elementele fizice de mai sus care prezintă capacităţi neliniare, pot fi realizate capacităţi neliniare pe cale electronică, aşa cum se va vedea în continuare, după ce se vor examina pe rînd cazurile amintite mai înainte.

Tuburile electronice, prezintă capacităţi între electrozi, care nu coincid cu capacităţile electrostatice datorită influenţei sarcinii spaţiale dintre electrozi [1]. Deoarece sarcina spaţială depinde de potenţialele electrozilor şi de temperatura catodului, şi capacităţile între electrozi vor depinde de aceste mărimi. La temperatura constantă, capacităţile între electrozi depinzînd de potenţialele electrozilor, devin capacităţi neliniare. Neliniaritatea este în special evidentă la

*) Ing. M. DRĂGĂNESCU este lector la catedra de electronică a Institutului Politehnic din Bucureşti.

capacitatea grilă-catod, C_{gc} (fig. 1). Celelalte capacităţi ale unui tub electronic (C_{ga}, C_{ge}, C_{ea}, . . ., C_{ac}) depind foarte puţin de punctul de funcţionare, încît valoarea lor poate fi socotită practic constantă şi egală cu capacitatea electrostatică. Diferenţa se explică prin aceea că sarcina spaţială din jurul catodului este strîns cuprinsă de capacitatea grilă-catod, sarcină, care în această regiune este foarte importantă; pe cînd la celelalte capacităţi sarcina spaţială este mult mai puţin importantă.

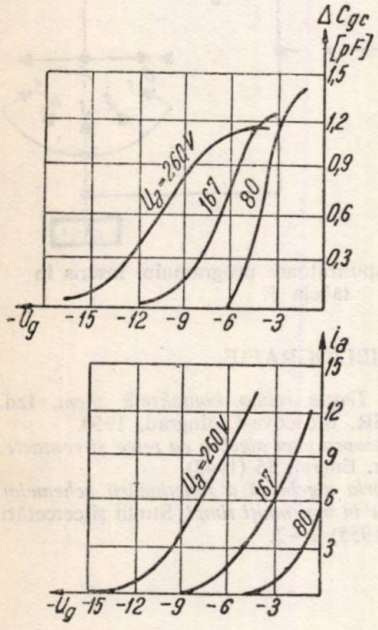


Fig. 1. Variaţia capacităţii C_{gc} cu punctul de funcţionare, faţă de capacitatea electrostatică [1].

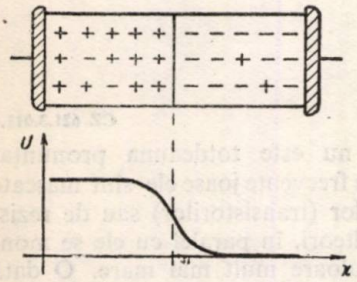


Fig. 2. Sarcinile şi distribuţia potenţialului la o joncţiune p—n [4].

Transistorii prezintă de asemenea capacităţi neliniare între electrozi. Acest lucru a fost pus în evidenţă de Schockley [5] [2] care a arătat că datorită barierii de potenţial care se formează la joncţiunea p—n (fig. 2) la bornele acestei joncţiuni apare o capacitate care depinde neliniar de tensiunea aplicată joncţiunii. Pentru tensiuni inverse (în sensul în care semiconductorul nu conduce) această capacitate a fost măsurată (fig. 3), punîndu-se în evidenţă o variaţie a capacităţii de forma:

$$C = \frac{k}{\sqrt[n]{V}},$$

în care $2 \leqslant n \leqslant 3$. Acest rezultat experimental coincide cu prevederile teoretice ale lui Schockley. Şi în cazul unui transistor capacităţile între electrozi (între bază, emiţător şi colector) depind de potenţialele aplicate. Această problemă nu este încă suficient de bine lămurită; un caz cunoscut este acela al unui transistor p—n—p cu colector comun, unde capacitatea bază-colector (C_{bc}) depinde de potenţialul colectorului, variind invers proporţional cu acesta [4].

Condensatoare cu materiale seignetto-electrice ca dielectrici, sînt condensatoare neliniare, deoarece constanta dielectrică a unor asemenea materiale

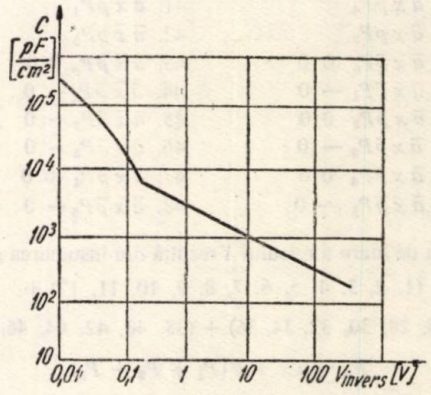


Fig. 3. Variaţia capacităţii la o joncţiune p—n de germaniu, cu tensiunea inversă aplicată [5], la scări logaritmice pentru C şi V.

depinde de cîmpul electric, deci de tensiunea aplicată condensatorului [8] [9].

În fig. 4 se arată cum variază capacitatea unui asemenea condensator cu tensiunea aplicată. Capacitatea variază în limite largi însă un asemenea condensator prezintă dezavantajul unei dependenţe pronunţate a constantei dielectrice cu temperatura (fig. 5). Aceasta face ca de cele mai multe ori asemenea condensatoare să fie inutilizabile.

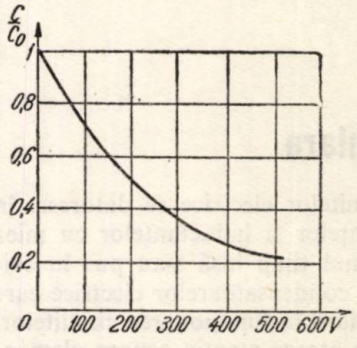


Fig. 4. Dependenţa capacităţii unui condensator cu titanatde bariu şi stronţiu, de tensiunea aplicată [8]. C_0 reprezintă capacitatea pentru $V = 0$. Distanţa între plăcile condensatorului este de 0,25 mm.

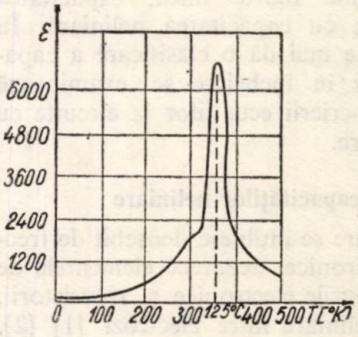


Fig. 5. Dependenţa constantei dielectrice a titanatului de bariu cu temperatura [6].

Asemenea condensatoare au avantajul unei constante dielectrice foarte mari (de ordinul miilor, faţă de dielectricii obişnuiţi care au constante dielectrice de ordinul unităţilor) realizîndu-se comod, condensatoare cu capacităţi de valoare mare.

Capacitate neliniară electronic. Ideea unei asemenea capacităţi este sugerată de Mac Donald şi Brach-

man [3]. Ştiind că, capacitatea de intrare a unui amplificator electronic are expresia

$$C_i = C\ (1 + A) \tag{1}$$

unde C este capacitatea care leagă ieşirea de intrarea amplificatorului, dacă A depinde de amplitudinea semnalului la intrare, atunci şi capacitatea la intrare va depinde de amplitudinea semnalului.

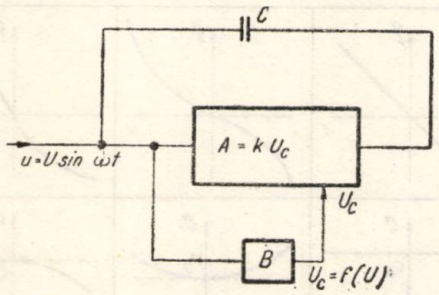


Fig. 6. Schemă de principiu a unei capacităţi neliniare electronice.

Dispozitivul principal pentru realizarea unei capacităţi neliniare electronice este schiţată în fig. 6, unde amplificarea este controlată liniar de o tensiune U_c care printr-un dispozitiv [1]) B depinde la rîndul ei, după o lege oarecare, de amplitudinea semnalului la intrare:

$$U_c = f(U) \tag{2}$$

Amplificarea va fi atunci,

$$A = k\ U_c = k\ f(U) \tag{3}$$

Introducînd valoarea amplificării în expresia (1) se capătă:

$$C_i = C\ [1 + k f(U)] \tag{4}$$

Se obţine astfel o capacitate care depinde neliniar de amplitudinea semnalului, după o lege oarecare. Trebuie remarcat că această capacitate neliniară electronică este o capacitate care apare în regim dinamic şi se deosebeşte principial de capacităţile examinate anterior, care îşi datoresc neliniaritatea dependenţei *statice* neliniare dintre sarcină şi tensiune. În regim dinamic se pot obţine şi capacităţi de intrare negative [10], dacă tensiunea de la ieşirea amplificatorului este în fază cu tensiunea la intrare. Cu schema din fig. 6 se pot obţine atunci capacităţi negative neliniare.

Definiţia capacităţii neliniare. Capacitatea echivalentă în curent alternativ

Definiţia capacităţii neliniare. Să analizăm natura capacităţilor neliniare descrise în paragraful precedent. În primele două cazuri, tuburi electronice şi transistori, capacitatea neliniară provine din faptul că sarcina unui electrod depinde neliniar de potenţialele electrozilor. La un asemenea electrod se poate defini o *capacitate statică*

$$C_s = \frac{q(U)}{U} \tag{5}$$

care arată ce sarcină revine pe unitatea de potenţial, la un anumit potenţial. Capacitatea statică nu are însă importanţă practică deoarece, în regim static este preferabil să se lucreze direct cu expresia sarcinei $q\,(U)$. Numai cînd sarcina depinde liniar de potenţial (cazul electrostatic) noţiunea de capacitate statică (coincizînd cu capacitatea electrostatică) este utilă deoarece aceasta depinde în acest caz numai de geometria electrozilor.

În regim variabil, curentul care corespunde unui electrod de sarcină $q\,(U)$ va fi

$$i = \frac{dq}{dt} = q'\,(U)\,\frac{dU}{dt} \tag{6}$$

Prin analogie cu cazul liniar, $q'\,(U)$ reprezintă capacitatea oferită de condensator în regim variabil. Această capacitate, depinde de tensiunea aplicată condensatorului (fig. 7):

$$C = q'\,(U) = C\,(U) \tag{7}$$

Neliniaritatea acestei capacităţi se caracterizează tocmai prin dependenţa lui C de U, chiar dacă această dependenţă este liniară.

Într-adevăr, dacă

$$C = C_0\ (1 + \gamma U)$$

atunci curentul printr-un asemenea condensator va fi

$$i = C_0\ (1 + \gamma u)\ \frac{du}{dt}$$

Dacă

$$u = U \sin \omega t$$

rezultă

$$i = \omega\, C_0 U \cos \omega t + \frac{\omega\, C_0}{2}\,\gamma\, U^2 \sin 2\omega t.$$

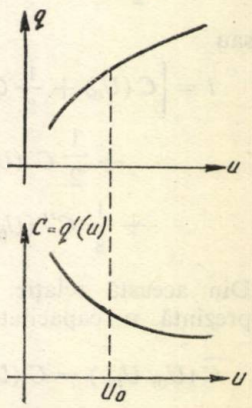


Fig. 7. Variaţia capacităţii condensatorului în regim variabil funcţie de tensiunea aplicată.

Se constată apariţia armonicei a doua, ceea ce pune în evidenţă neliniaritatea unei capacităţi care depinde liniar de u.

Avînd în vedere cele de mai sus, se poate da următoarea definiţie generală pentru *capacitatea neliniară*:

Capacitatea neliniară este capacitatea la care sarcina electrică depinde neliniar cu tensiunea aplicată sau la care expresia capacităţii, definită ca derivata sarcinei în raport cu tensiunea, depinde de tensiunea aplicată:

$$C = C\,(u) \tag{8}$$

[1]) Asemenea elemente se întîlnesc în maşinile electronice de calcul.

Curentul într-un asemenea condensator are valoarea:

$$i = C(u)\frac{du}{dt} \qquad (9)$$

Această definiţie este destul de generală şi cuprinde capacităţile tuburilor, transistorilor şi materialelor seignetto-electrice, descrise anterior. În cazul capacităţii electronice, neliniaritatea este pusă în evidenţă de expresia (3), cu observaţia că capacitatea nu depinde de valoarea instantanee a tensiunii ci de amplitudinea unei tensiuni sinusoidale.

Capacitatea echivalentă în curent alternativ. Capacitatea neliniară a fost definită prin derivata sarcinii statice a condensatorului în raport cu tensiunea aplicată. Aceasta coincide cu capacitatea pe care o prezintă condensatorul în curent alternativ, dacă tensiunea alternativă are o amplitudine foarte mică. Dacă însă amplitudinea tensiunii aplicate este mare atunci condensatorul prezintă în curent alternativ o capacitate echivalentă care nu coincide (într-un punct static de funaţionare dat) cu *capacitatea neliniară*. Dacă se aplică unui condensator neliniar o tensiune sinusoidală suprapusă peste o tensiune continuă, atunci curentul prin condensator va avea valoarea [ţinînd cont de relaţiile (16) şi (17)]:

$$i = C(u)\frac{du}{dt} = C(U_0)\,U_m\,\omega\,\cos\omega t + C'(U_0)\,U_m^2\,\omega\,\sin\omega t\cos\omega t + \frac{1}{2}C''(U_0)\,U_m^3\,\omega\,\sin^2\omega t\cos\omega t + \cdots \qquad (10)$$

sau

$$i = \left[C(U_0) + \frac{1}{8}C''(U_0)\,U_m^2\right]U_m\,\omega\cos\omega t + \frac{1}{2}C'(U_0)\,U_m^2\,\omega\cos 2\omega t + \frac{1}{8}C''(U_0)U_m^3\,\omega\cos 3\omega t + \cdots \qquad (11)$$

Din această relaţie se constată că condensatorul prezintă o capacitate medie echivalentă:

$$\overline{C}(U_0, U_m) = C(U_0) + \frac{1}{8}C''(U_0)\,U_m^2 + \cdots \qquad (12)$$

care nu coincide cu valoarea capacităţii neliniare $C(U_0)$ din punctul considerat. Această capacitate depinde atît de U_0 cît şi de U_m. Dacă se face o măsură de capacitate, de exemplu cu ajutorul unei punţi de curent alternativ, atunci ceea ce se măsoară este capacitatea echivalentă în curent alternativ şi nu capacitatea neliniară. Numai dacă amplitudinea tensiunii la bornele capacităţii este foarte mică, capacitatea măsurată va fi egală cu capacitatea neliniară în punctul considerat ($u = U_0$) deoarece în expresia (12) termenii superiori pot fi neglijaţi şi

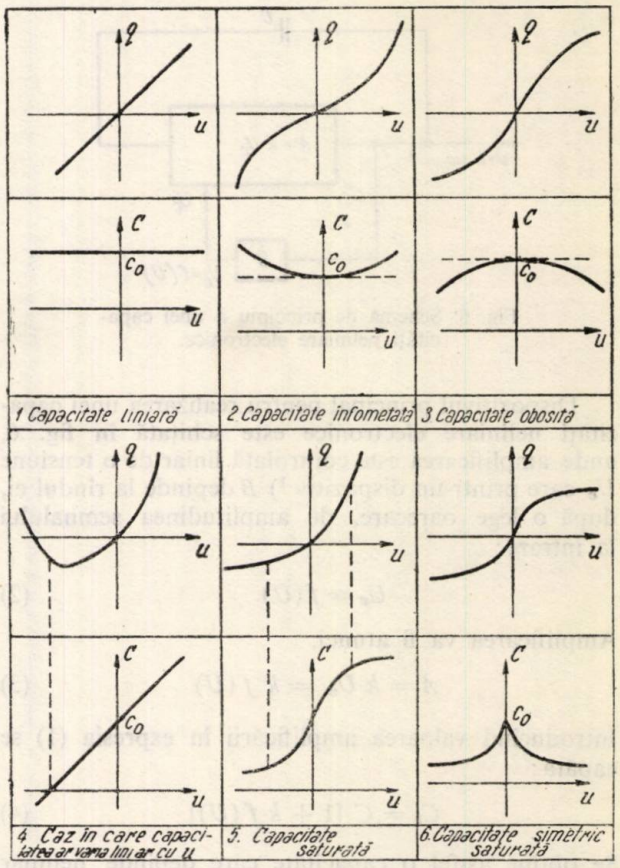
$$\overline{C} = C(U_0). \qquad (13)$$

Rezultatele experimentale din fig. 1, 3 şi 4 au fost obţinute pe această cale, cu precauţia unui semnal mic la bornele capacităţii.

O clasificare a capacităţilor neliniare

Se poate face o clasificare a capacităţilor neliniare, după legea de variaţie a sarcinii electrice cu tensiunea la bornele capacităţii sau după legea de variaţie însăşi a capacităţii. În tabela 1 se prezintă o asemenea clasificare care cuprinde toate cazurile particulare reale cunoscute. În privinţa denumirilor am

Tabela 1



căutat ca acestea să fie cît mai sugestive. Astfel, prin capacitate *înfometată* se înţelege o capacitate la care sarcina creşte foarte repede cu tensiunea aplicată condensatorului. Cu cît tensiunea este mai mare cu atît rapiditatea de creştere a sarcinii se măreşte, de unde termenul de *capacitate înfometată*. Capacitatea neliniară înfometată creşte cu tensiunea aplicată; o asemenea situaţie se întîlneşte la unele elemente semiconductoare, unde se arată [3] că [2])

$$C = C_0 \cosh \alpha\, u$$

α fiind o constantă.

În opoziţie cu *capacitatea înfometată* apare capacitatea *obosită*, la care capacitatea neliniară scade cu tensiunea. Această capacitate nu are, poate numai în momentul de faţă, corespondent fizic. Capacitatea *saturată* se întîlneşte la tuburile electronice (fig. 1),

[2]) La un element cu silicon (joncţiune p—n) capacitatea variază de la 10 pF (la 0 V) la 70 pF (la 3 V tensiune inversă) [3].

numele ei fiind sugerat de forma caracteristicei $C(u)$. În fine capacitatea *simetric saturată* se întîlneşte la condensatorii seignetto-electrici şi la elemente semiconductoare cu germaniu; se remarcă printr-o scădere rapidă a capacităţii care se păstrează apoi constantă cu creşterea tensiunii.

În tabela 1 mai este reprezentat cazul unei capacităţi care ar depinde liniar de tensiunea aplicată. Din punct de vedere fizic un asemenea element nu poate exista deoarece ar trebui acceptată situaţia ca la un potenţial negativ să corespundă static o sarcină pozitivă ! De multe ori capacitatea *saturată* se înlocueşte în calcule cu o capacitate care depinde liniar de tensiune în jurul valorii C_0, astfel încît din compararea curbelor sarcinii q (cazul 4 cu 5) rezultă condiţiile în care această înlocuire este corectă. De altfel, pentru fiecare din cazurile arătate în tabela 1 se pot găsi expresii analitice care să aproximeze cît mai bine funcţiile $q(u)$ sau $C(u)$. Uneori este util să se dispună de funcţia inversă, $u(q)$; se constată că în cazurile 1, 2, 3, 5, 6, această funcţie este *uniformă*, pe cînd în cazul 4 funcţia este multiformă (la o valoare a lui q corespund două valori pentru u, una pozitivă şi alta negativă), ceea ce nu corespunde şi nu este posibil din punct de vedere fizic.

Pentru a completa tipurile de capacităţi neliniare, mai trebuie menţionate capacităţile neliniare electronice, capacităţi care nu îşi datoresc neliniaritatea fenomenelor statice (variaţia neliniară a sarcinii cu tensiunea) ci însăşi regimului dinamic de funcţionare ales. O asemenea capacitate este de fapt o capacitate echivalentă în curent alternativ, neliniară.

Ecuaţiile circuitelor cu capacităţi neliniare

Pentru scrierea ecuaţiilor circuitelor cu capacităţi se folosesc, evident, legile lui Kirchoff, ţinînd seama de următoarele patru relaţii disponibile la o capacitate neliniară:

$$q = f(u) \tag{14}$$

$$u = h(q) \tag{15}$$

$$C = C(u) = f'(u) \tag{16}$$

$$i = C(u)\frac{du}{dt} \tag{17}$$

Se va folosi o relaţie sau alta după comoditatea calculului. De exemplu, în cazul circuitului simplu din fig. 8, a cărui ecuaţie este

$$L\frac{di}{dt} + Ri + u = e \tag{18}$$

se poate scrie fie ecuaţia în q,

$$L\frac{d^2q}{dt} + R\frac{dq}{dt} + h(q) = e \tag{19}$$

fie ecuaţia în u:

$$LC(u)\frac{d^2u}{dt^2} + [RC(u) + LC'(u)]\frac{du}{dt} + u = e \tag{20}$$

Se constată că ecuaţia în q este mai convenabilă pentru rezolvarea problemei decît ecuaţia în u, deoarece neliniaritatea în ecuaţie apare numai la un

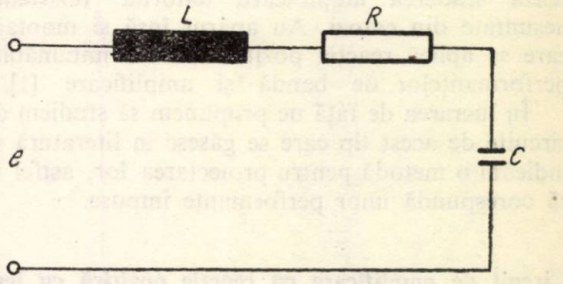


Fig. 8. Circuit serie cu capacitate neliniară.

singur termen. Pentru alte circuite, de fiecare dată, trebuie să se aleagă situaţia cea mai convenabilă.

Nu este scopul acestui articol să se ocupe în detaliu de circuitele cu capacităţi neliniare. Trebuie atras totuşi atenţia că unele circuite au proprietăţi interesante. Astfel descărcarea unui condensator liniar se face teoretic într-un timp infinit; descărcarea unui condensator neliniar care prezintă o *capacitate înfometată* se face însă într-un timp finit [3]. Este o diferenţă calitativă între cele două cazuri. Acest exemplu atrage atenţia asupra eventualelor proprietăţi interesante ale circuitelor, cu capacităţi neliniare, care vor putea face obiectul altor lucrări.

BIBLIOGRAFIE

[1] DRĂGĂNESCU, M.: *Capacităţile tuburilor electronice şi dependenţa lor de condiţiile de funcţionare.* Lucrare de dizertaţie, Institutul politehnic Bucureşti, 1956.

[2] BLAKEMORE, T. S., BARR, A. E. DE, GUNN, T. B.: *Semiconductor circuits elements.* Rep. Progr. Phys., 16 (1953), 160—215.

[3] MAC DONALD, J. R., BRACHMAN, M. K.: *The charging and discharging of nonlinear capacitors.* Proc. Inst. Radio Engrs., 43 (1955) 1, 71—78.

[4] SCOTT, T. R.: *Transistors and other crystal valves.* Mac Donald — Evans Ltd., Londra, 1955.

[5] PEARSON, G. I., READ, W. T., SHOCKLEY, W.: *Probing the space-charge layer in a p—n junction.* Phys. Rev., 85 (1952), 1055—1057.

[6] VUL, B. M.: *Seggnettoelectricestvo.* Izd. Akademii Nauk SSSR, (Naucinaia populiarnaia seria), Moscova, 1956.

[7] MASON, WICK: *Ferroelectric and the dielectric amplifier.* Proc. Inst. Radio Engrs., 42 (1954) 11.

[8] HOLLMAN, H.: *Nichtlineare Schaltelemente in der Hoch- und Niederfrequenztechnik.* II. Nichtlineare Kondensatoren. Archiv für Elektrische Übertragungen 6 (1952) II, 478—486.

[9] VERBIŢKAIA, T. N.: *Segnetto-keramika s rezko virajeniminlineinimi svoistomi.* Dokladî Akademii Nauk SSSR, 100 (1955) I, 29—32.

[10] DRĂGĂNESCU, M.: *Asupra capacităţii de intrare în regim dinamic a unui tub electronic.* Comunicările Academiei R.P.R., Bucureşti, 1957 (sub tipar).

MARTIN BIRNBAUM *)

Amplificatori de bandă largă cu reacţie pozitivă

CZ 621.375.121

Una din tendinţele moderne în construcţia de aparate electronice constă în reducerea dimensiunilor pieselor folosite. Deşi pe această direcţie s-a reuşit să se construiască tuburi şi rezistenţe foarte mici, totuşi lucrurile sînt rămase în urmă în ceea ce priveşte construcţia bobinelor sau a condensatoarelor de filtraj (de decuplare). Aceste piese îngreuiază şi complică construcţia aparatelor în care celelalte piese au dimensiuni reduse.

Eliminarea, de exemplu, a condensatorului de decuplare din catodul unui tub amplificator duce la scăderea, uneori substanţială, a amplificării circuitului. Au apărut astfel în practică [1], [2] circuite care nu folosesc condensatoare de decuplare şi care — prin aplicarea unei reacţii pozitive — compensează scăderea amplificării datorită rezistenţelor neşuntate din catozi. Au apărut însă şi montaje la care se aplică reacţia pozitivă pentru îmbunătăţirea performanţelor de bandă şi amplificare [1], [4].

În lucrarea de faţă ne propunem să studiem două circuite de acest tip care se găsesc în literatură şi să indicăm o metodă pentru proiectarea lor, astfel încît să corespundă unor performanţe impuse.

Circuit de amplificare cu reacţie pozitivă cu ieşirea în catodă

Schema din fig. 1 studiată pe cale experimentală de V. J. COOPER [4] cuprinde un etaj de amplificare T_1 urmat de un etaj repetor pe catod T_2. Prin intermediul lui T_2 pe catoda lui T_1 se aplică o reacţie pozitivă de tensiune.

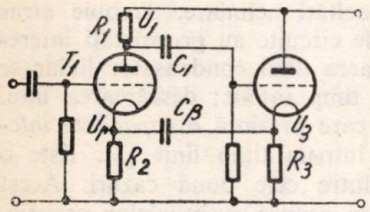


Fig. 1. Circuit de amplificare cu reacţie pozitivă cu ieşirea în catodă.

În cele ce urmează se va studia răspunsul cu frecvenţa al circuitului din fig. 1.

Amplificarea lui T_1 în domeniul frecvenţelor medii (în bandă) este dată de:

$$A_{10} = \frac{S_1 R_1}{1 + S_1 R_2}. \tag{1}$$

În domeniul frecvenţelor înalte amplificarea devine:

$$A_{1i} = \frac{S_1 R_1}{1 + S_1 R_2} \cdot \frac{1}{1 + jx} = \frac{A_{10}}{1 + jx}, \tag{2}$$

unde $x = \omega C_1 R_1$, C_1 fiind capacitatea parazită din circuitul anodic al tubului T_1. Pentru calculul amplificării lui T_1, atunci cînd se aplică reacţia pozitivă de factor β, luăm în considerare circuitul din fig. 2.

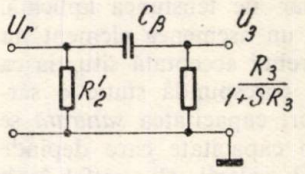


Fig. 2. Circuitul echivalent pentru calculul factorului de reacţie pozitivă.

Factorul de reacţie pozitivă β se va defini ca raportul dintre tensiunea U_r şi tensiunea U_3, respectiv va măsura a cîta parte din tensiunea de la ieşire s-a adus la intrare. În fig. 2, R_2' reprezintă impedanţa de intrare pe catod a lui T_1, şi anume:

$$R_2' = \frac{R_2}{1 + S_1 R_2}. \tag{3}$$

Notînd impedanţa condensatorului C_β cu Z_β rezultă:

$$U_r = \frac{R_2'}{R_2' + Z_\beta} \cdot U_3, \tag{4}$$

şi deci

$$\beta = \frac{U_r}{U_3} = \frac{U_1}{U_3} = \frac{R_2'}{R_2' + Z_\beta}, \tag{5}$$

în care $Z_\beta = \frac{1}{\omega C_\beta}$ şi presupunînd că repetorul catodic are amplificare unitară.

Notînd cu:

$$R_2' C_\beta = \alpha C_1 R_1 \tag{6}$$

factorul de reacţie β se poate scrie sub forma:

$$\beta = \frac{j\alpha x}{1 + j\alpha x}. \tag{7}$$

Amplificarea tubului T_1 ţinînd seama de reacţia pozitivă care apare în domeniul frecvenţelor înalte se deduce din:

$$A_r = \frac{A_{1i}}{1 - \beta A_{1i}}. \tag{8}$$

Înlocuind în (8) expresia amplificării A_{1i} dată de (2) rezultă:

$$A_r = \frac{\frac{S_1 R_1}{1 + S_1 R_2} \cdot \frac{1}{1 + jx}}{1 - \frac{S_1 R_1}{1 + S_1 R_2} \cdot \frac{1}{1 + jx} \cdot \frac{j\alpha x}{1 + j\alpha x}}. \tag{9}$$

Raportînd amplificarea cu reacţie la amplificarea în bandă dată de (1) rezultă:

$$\frac{A_r}{A_0} = \frac{1 + j\alpha x}{(1 + jx)(1 + j\alpha x) - j A_{10} \alpha x}. \tag{10}$$

*) Ing. M. BIRNBAUM este inginer la Institutul de Fizică Atomică al Academiei R.P.R.

Răspunsul circuitului cu frecvenţa va fi dat de modulul expresiei (10):

$$\left[\frac{A_r}{A_0}\right]^2 = \frac{1+\alpha^2 x^2}{1+x^2\{[\alpha(1-A_{10})+1]^2-2\alpha\}+\alpha^2 x^4}. \quad (11)$$

Aplicînd metoda lui Braude [3] pentru găsirea caracteristicii monotone optime rezultă că:

$$\alpha^2 = [\alpha(1-A_{10})+1]^2 - 2\alpha \quad (12)$$

din care se obţine:

$$\alpha = \frac{A_{10} \pm \sqrt{2A_{10}}}{A_{10}(A_{10}-2)}. \quad (13)$$

Expresia (13) dă, în fond, valoarea capacităţii C_β care trebuie pusă pentru a obţine o caracteristică monotonă şi optimă ca lărgime de bandă. În cazul îndeplinirii condiţiei (13) caracteristica de frecvenţă a circuitului este dată de:

$$\left[\frac{A_r}{A_0}\right]^2 = \frac{1}{1+\dfrac{\alpha^2 x^4}{1+\alpha^2 x^2}}. \quad (14)$$

Pentru a afla banda de trecere a circuitului la o atenuare a raportului $\left[\frac{A_r}{A_0}\right]$ de 3 dB trebuie pusă condiţia:

$$\left[\frac{A_r}{A_0}\right]^2 = \frac{1}{2} \quad (15)$$

din care rezultă ecuaţia:

$$\alpha^2 x^4 - \alpha^2 x^2 - 1 = 0 \quad (16)$$

care are ca soluţie:

$$x = \sqrt{\frac{\alpha \pm \sqrt{\alpha^2+4}}{2\alpha}}. \quad (17)$$

Din (17) apare clar că pentru a obţine o bandă de trecere mai mare este necesar ca α să fie mai mic şi, deci, în (13) trebuie luată soluţia cu semnul — în timp ce în (17) trebuie luată soluţia cu semnul +. În fig. 3 sînt reprezentate în funcţie de A_0 amplificarea circuitului în domeniul frecvenţelor medii, parametrul α cît şi banda de trecere la 3 dB raportată la frecvenţa de tăiere a primului etaj.

Dat fiind că circuitul analizat cuprinde două etaje, ne propunem să comparăm performanţele acestui circuit cu performanţele unui amplificator cu două etaje identice. Presupunînd că cele două amplificatoare sînt construite cu aceleaşi tuburi, vom compara:

a) un amplificator cu două etaje identice *RC* avînd amplificarea:

$$A = \left[\frac{SR_1}{1+SR_K}\right]^2 \quad (18)$$

şi banda de trecere

$$f_{3dB} = \frac{0{,}64}{2\pi C_1 R_1}; \quad (19)$$

b) un amplificator construit ca circuitul studiat cu reacţie pozitivă, avînd amplificarea

$$A_0 = \frac{SR'}{1+SR_K}. \quad (20)$$

Pentru a putea face comparaţia punem condiţia ca amplificările celor două unităţi să fie egale: $A = A_0$

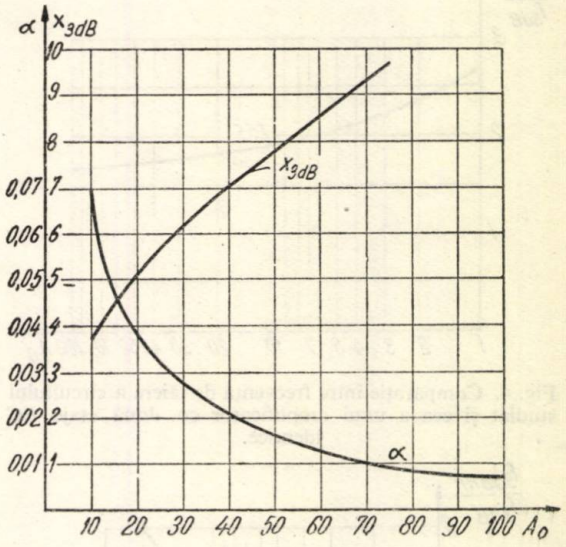


Fig. 3. Variaţia mărimilor α şi x_{3dB} funcţie de A_0.

rezultînd că circuitul cu reacţie pozitivă are nevoie de o rezistenţă de sarcină anodică:

$$R' = \frac{SR_1^2}{1+SR_K}. \quad (21)$$

Banda de trecere la 3 dB în cazul *b)* este dată de:

$$f'_{3dB} = \frac{x_{3dB}}{2\pi C_1 R'} = \frac{x_{3dB}}{2\pi C_1 SR_1^2}\cdot(1+SR_K) \quad (21,a)$$

Raportînd (21, *a*) la (19) rezultă:

$$\frac{f'_{3dB}}{f_{3dB}} = \frac{x_{3dB}(1+SR_K)}{0{,}64\,SR_1}. \quad (22)$$

Dar după cum rezultă din (18):

$$\frac{1+SR_K}{SR_1} = \frac{1}{\sqrt{A}} \quad (23)$$

şi înlocuind în relaţia (22) aceasta devine:

$$y = \frac{f'_{3dB}}{f_{3dB}} = \frac{x_{3dB}}{0{,}64\sqrt{A}} \quad (24)$$

Explicitînd relaţia (24) funcţie de A, se obţine:

$$y = \frac{f'_{3dB}}{f_{3dB}} = 1{,}1\sqrt{\frac{1}{A}+\sqrt{\frac{1}{A^2}+4\left(1+\sqrt{\frac{1}{A}}\right)^2}} \quad (25)$$

şi luînd limita expresiei (25) atunci cînd amplificarea circuitului tinde către infinit, se obţine:

$$\lim_{A\to\infty}\frac{f'_{3dB}}{f_{3dB}} = 1{,}55. \quad (26)$$

Relaţia (26) arată că, la limită, banda de trecere a circuitului cu reacţie pozitivă este de 1,55 ori mai mare decît banda de trecere a unui etaj amplificator cu acelaşi factor de amplificare cu două etaje *RC* identice. Variaţia expresiei (25) funcţie de amplificarea circuitului este reprezentată în fig. 4.

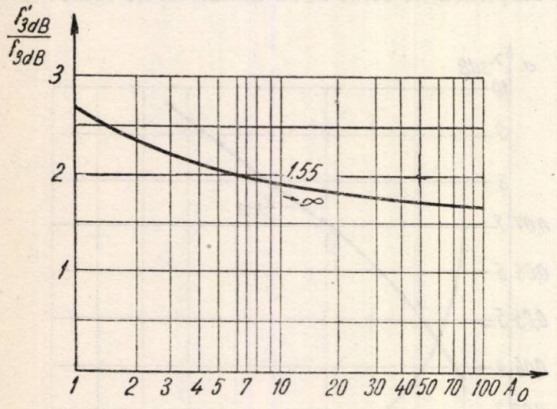


Fig. 4. Comparaţie între frecvenţa de tăiere a circuitului studiat şi cea a unui amplificator cu două etaje *RC* identice.

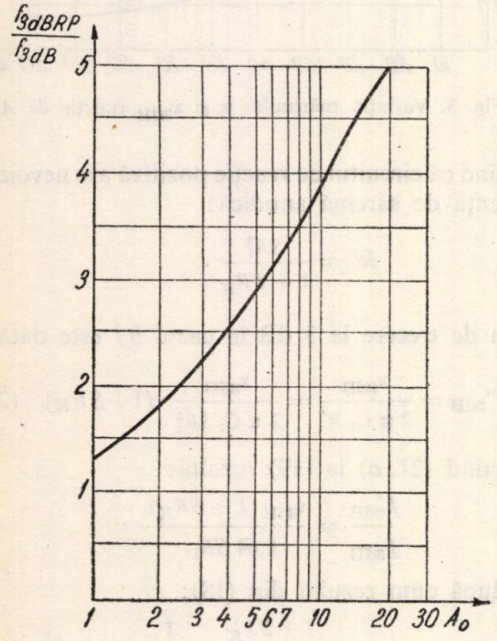


Fig. 5. Variaţia raportului $\frac{f_{3dB,RP}}{f_{3dB}}$ funcţie de A_0.

Este interesant de remarcat că îmbunătăţirea pe care o introduce reacţia pozitivă aplicată la capătul superior al benzii este aceeaşi cu cea pe care o introduce reacţia negativă atunci cînd se aplică, de exemplu, la un amplificator cu două etaje de la placa etajului al doilea la catodul primului etaj. Faţă de amplificatorul cu o astfel de reacţie negativă, circuitul studiat prezintă, ca un dezavantaj, faptul că nu are decît o stabilitate medie la variaţiile tensiunilor de alimentare (stabilitate dată de rezistenţele R_2 şi R_3). În schimb, el prezintă două mari avantaje: impedanţă mică de ieşire (etajul repertor catodic) şi lipsa problemelor de limitări pe grila etajului al doilea.

Remarcăm că în comparaţia făcută anterior nu s-a luat în considerare că, de fapt, tubul T_1 lucrează pe o capacitate parazită foarte mică dată de repetorul catodic, deci practic banda de trecere a circuitului va fi mai mare.

Dacă vom compara circuitul studiat, cu reacţie pozitivă, cu acelaşi circuit fără reacţie pozitivă, vom obţine raportul între cele două frecvenţe de tăiere la 3 dB:

$$z = \frac{f_{3dBR,P}}{f_{3dB}} = 0{,}707\sqrt{1+\sqrt{1+4(A+2\sqrt{2A})^2}}. \quad (27)$$

Se observă că atunci cînd A_0, amplificarea circuitului, tinde către infinit, raportul z tinde de asemenea către infinit. Acest lucru arată că o dată cu creşterea amplificării circuitului, îmbunătăţirea pe care o introduce reacţia pozitivă este din ce în ce mai mare, netinzînd spre o limită finită. Variaţia expresiei (27) funcţie de amplificarea circuitului este dată în fig. 5.

Considerăm că deşi s-a făcut o verificare experimentală a celor de mai sus, faptul că performanţele obţinute teoretic coincid cu cele obţinute într-un caz dat pe cale experimentală de V. J. Cooper [4] atestă valabilitatea calculelor de mai sus.

Circuit de amplificare cu reacţie pozitivă cu ieşirea în placă

Un alt montaj indicat pentru a fi folosit ca amplificator de bandă largă [1] este cel din fig. 6. Şi aici reacţia pozitivă se aplică pe tubul T_1 dar semnalul se scoate din placa lui T_2.

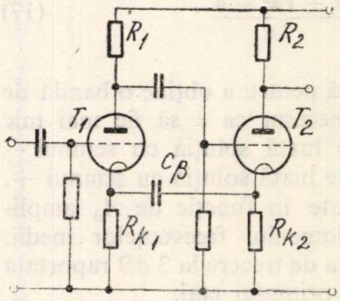


Fig. 6. Circuit de amplificare cu reacţie pozitivă cu ieşire în placă.

Notînd cu

$$A_{20} = \frac{SR_2}{1+SR_{K2}} \quad (28)$$

amplificarea etajului al doilea în bandă şi presupunînd că $R_2C_2 = \gamma\, R_1C_1$, amplificarea etajului al doilea în domeniul frecvenţelor înalte va fi dată de:

$$A_{2i} = A_{20}\frac{1}{1+j\gamma x} \quad (29)$$

S-a făcut presupunerea $R_2C_2 = \gamma\, R_1C_1$ deoarece considerînd, de exemplu, $R_2C_2 = R_1C_1$ era evident că nu se va putea obţine un rezultat mai bun decît în cazul anterior. γ subunitar înseamnă, în fond, că etajul al doilea are o bandă de trecere mai mare decît primul.

Amplificarea circuitului în domeniul frecvenţelor înalte este dată de:

$$A_i = A_r \cdot A_{2i} \quad (30)$$

în care pentru A_r se foloseşte expresia dată de (9).

Raportînd la amplificarea în bandă a circuitului care este:

$$A_0 = A_{10} \cdot A_{20} \tag{31}$$

rezultă:

$$\left[\frac{A_i}{A_0}\right] = \frac{1 + j\alpha x}{(1 + jx)(1 + j\alpha x) - jA'_{10}\alpha x} \cdot \frac{1}{1 + j\gamma x} \cdot \tag{32}$$

Prin A'_{10} vom nota: $A'_{10} = A_{10} \cdot \frac{SR_2}{1 + SR_{K_2}}$, ţinînd seama astfel de atenuarea pe care o introduce circuitul catodic al lui T_2 în semnalul de reacţie ce este adus din placa lui T_1. Luînd patratul modulului expresiei (32) se obţine:

$$\left[\frac{A_i}{A_0}\right]^2 = \frac{M}{N} \tag{33}$$

în care $M = 1 + \alpha^2 x^2$ şi

$$N = 1 + x^2\{2[\alpha\gamma(A'_{10} - 1) - \gamma - \alpha] + [1 + \alpha(1 - A'_{10}) + \gamma]^2\} + x^4\{[\alpha\gamma(A'_{10} - 1) - \gamma - \alpha]^2 - 2\alpha\gamma[1 + \alpha(1 - A'_{10}) + \gamma]\} + x^6\alpha^2\gamma^2.$$

Aplicînd metoda lui Braude pentru obţinerea caracteristicii monotone optime, se obţine:

$$\gamma^2 + \alpha^2 + \alpha^2\gamma^2(A'_{10} - 1)^2 - 2\alpha\gamma^2 A'_{10} = 0 \tag{34}$$

$$\gamma^2 + \alpha^2 \cdot A'_{10}(A'_{10} - 2) - 2\alpha A'_{10} + 1 = 0 \tag{35}$$

un sistem de două ecuaţii cu două necunoscute din care pentru un factor de amplificare A'_{10} dat, se obţin

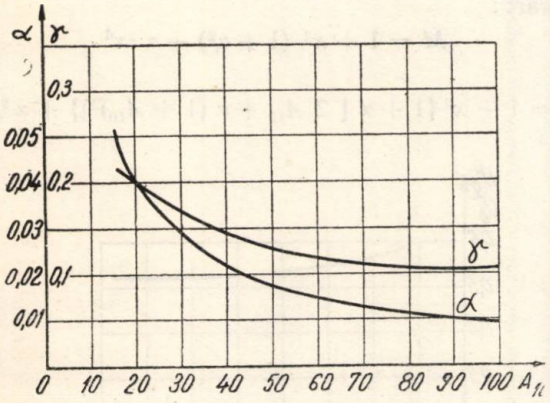


Fig. 7. Variaţia parametrilor α şi γ funcţie de A_{10}.

valorile parametrilor α şi γ pentru care (33) reprezintă caracteristica de frecvenţă optimă. În presupunerea $A'_{10} \gg 1$ (practic îndeplinită pentru $A'_{10} \geqslant 10$) soluţiile sistemului (34), (35) sînt date de:

$$\alpha = \frac{(2A'_{10} + 1) \pm \sqrt{4A'_{10} + 1}}{2A'^2_{10}}, \tag{36}$$

$$\gamma = \sqrt{\alpha} \tag{37}$$

În relaţia (36) se ia soluţia cu semnul — deoarece în acest caz va rezulta, aşa cum se va vedea mai departe, o bandă de trecere mai mare. Relaţiile (36) şi (37) sînt reprezentate în funcţie de A_{10} amplificarea primului etaj, în fig. 7.

În cazul îndeplinirii relaţiilor (36) şi (37) expresia (33) devine:

$$\left[\frac{A_i}{A_0}\right]^2 = \frac{1}{1 + \frac{\alpha^2\gamma^2 x^6}{1 + \alpha^2 x^4}} \tag{38}$$

Punînd condiţia:

$$\left[\frac{A_i}{A_0}\right]^2 = \frac{1}{2} \tag{39}$$

rezultă banda de trecere la o atenuare de 3 dB a raportului $\left[\frac{A_i}{A_0}\right]$ din ecuaţia:

$$\alpha^2\gamma^2 x^6_{3dB} - \alpha^2 x^2_{3dB} - 1 = 0 \tag{40}$$

a cărei soluţie funcţie de A_{10} este reprezentată în fig. 8. Este evident că x_{3dB} reprezentat în fig. 8

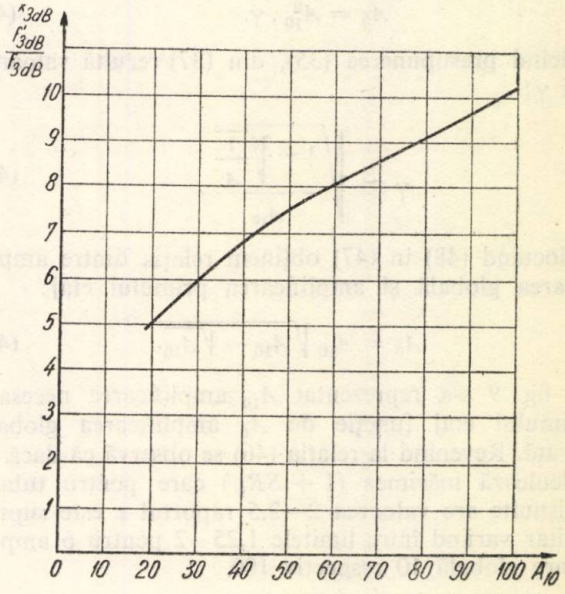


Fig. 8. Variaţia raportului $\frac{f'_{3dB}}{f_{3dB}}$ funcţie de A_{10}.

exprimă în fond raportul dintre f'_{3dB} şi f_{3dB} respectiv raportul dintre frecvenţele de tăiere la 3dB ale circuitului cu reacţie pozitivă şi a primului etaj.

Pentru aprecierea performanţelor circuitului vom face următoarea comparaţie:

a) două etaje identice *RC* cu rezistenţele din catode şuntate cu condensatoare de valoare potrivită şi care au o amplificare:

$$A_1 = (SR')^2 \tag{41}$$

şi o bandă de trecere:

$$f_{3dB} = \frac{0{,}64}{2\pi C_1 R'} \tag{42}$$

b) circuitul studiat care are o amplificare:

$$A_2 = \frac{(SR_1)^2\gamma}{(1 + SR_K)^2} \tag{43}$$

şi banda de trecere dată de: $f_{3dB} = \frac{x_{3dB}}{2\pi C_1 R_1}$. Pen-

tru a face comparaţia punem condiţia ca $A_1 = A_2$ rezultînd rezistenţa din placa lui T_1:

$$R_1 = \frac{1 + SR_K}{\sqrt{\gamma}} R'. \tag{45}$$

Raportînd (44) la (42) se obţine:

$$z = \frac{f_{3dB}}{f_{2dB}} = \frac{\sqrt{\gamma} \cdot x_{3dB}}{0{,}64\,(1+SR_K)}. \tag{46}$$

Dar deoarece în mod obişnuit la proiectarea circuitului nu se cunoaşte amplificarea primului etaj ci numai amplificarea globală impusă, vom deduce aproximativ, relaţia dintre A_{10} amplificarea primului etaj şi A_0 amplificarea globală impusă, în cazul caracteristicii optime de frecvenţă.
Din (43) se vede că:

$$A_0 = A_{10}^2 \cdot \gamma. \tag{47}$$

Făcînd presupunerea (35), din (37) rezultă valoarea lui γ:

$$\gamma \cong \sqrt{\frac{1 - \sqrt{\frac{1}{A}}}{A_{10}}}. \tag{48}$$

Înlocuind (48) în (47) obţinem relaţia dintre amplificarea globală şi amplificarea primului etaj:

$$A_0 = A_{10} \sqrt{A_{10} - \sqrt{A_{10}}}. \tag{49}$$

În fig. 9 s-a reprezentat A_{10} amplificarea necesară primului etaj funcţie de A_0 amplificarea globală cerută. Revenind la relaţia (46) se observă că dacă se calculează mărimea $(1 + SR_K)$ care pentru tuburi obişnuite are valoarea 2—2,5 raportul z este supraunitar variind între limitele 1,25—2 pentru o amplificare globală 10 respectiv 100.

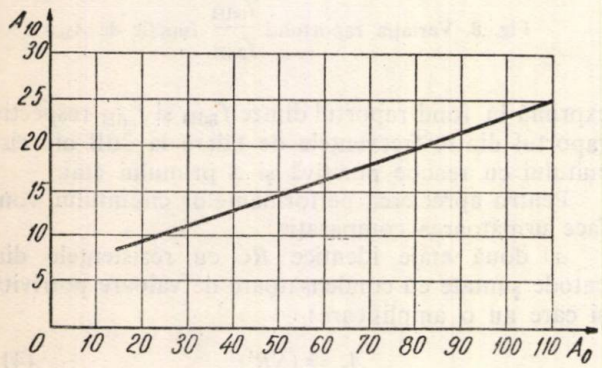


Fig. 9. Variaţia amplificării A_{10} a primului etaj funcţie de amplificarea globală.

Îmbunătăţirea pe care o prezintă circuitul studiat faţă de un amplificator cu două etaje identice *RC* în cazul unei aceleiaşi amplificări, se poate aprecia în diferitele cazuri cu ajutorul relaţiei (46). Faţă de acest circuit, circuitul studiat prezintă următoarele avantaje: produs bandă-cîştig de 1,25—2 ori mai mare; stabilitate în bandă datorită rezistenţelor din catode care sînt neşuntate; nu întrebuinţează piese mari (de exemplu condensatoare de decuplare a catodelor).

Dezavantajul principal al circuitului constă în faptul că datorită reacţiei pozitive care se aplică la capătul benzii de trecere în acest domeniu, poate apare o limitare pe grila primului etaj tensiunea maximă admisibilă la intrare scăzînd în domeniul frecvenţelor înalte. Se notează cu U_0 amplitudinea maximă a tensiunii admisibile pe grila primului etaj astfel încît să nu apară limitări (pe placa celui de al doilea etaj) şi cu U_i mărimea semnalului de intrare. Se observă că în bandă (atunci cînd reacţia pozitivă nu există) avem:

$$U_0 = U_i. \tag{50}$$

La capătul superior al benzii intervenind reacţia pozitivă se observă că tensiunea care apare efectiv pe grilă este:

$$U'_g = U_i\,(1 + \beta A_{1i}) \tag{51}$$

şi deci raportînd pe (51) la (50) se obţine felul în care variază cu frecvenţa semnalul maxim admisibil raportat la semnalul maxim admisibil, la acelaşi amplificator, fără reacţie:

$$\frac{U'_g}{U_0} = \frac{1}{1 + \beta A_{1i}}. \tag{52}$$

Înlocuind în (52) pe β şi A_{1i} daţi de (7) respectiv (2) şi luînd pătratul modulului expresiei (52) se obţine:

$$\left[\frac{U'_g}{U_0}\right]^2 = \frac{M}{N} \tag{53}$$

în care:

$$M = 1 + x^2\,(1 + \alpha^2) + \alpha^2 x^4$$

şi

$$N = 1 + x^2\{1 + \alpha\,[\,2\,A_{10} + \alpha\,(1 + A_{10})^2]\} + \alpha^2 x^4.$$

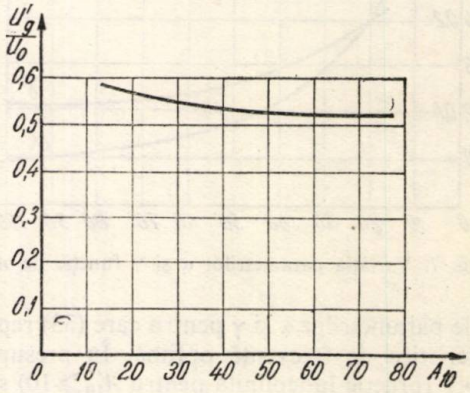


Fig. 10. Variaţia tensiunii maxim admisibile funcţie de A_{10}.

Considerîndu-se x chiar în punctul în care amplificarea circuitului scade cu 3dB faţă de valoarea sa în bandă, deci x_{3dB} din fig. 10 se obţine, cu ajutorul relaţiei (53) care sînt tensiunile maxim admisibile funcţiei de A_{10} amplificarea primului tub în domeniul frecvenţelor înalte. Evident, pentru simplicitate este recomandabil ca aceasta să fie şi tensiunea maximă admisibilă în bandă. În fig. 10 s-a reprezentat variaţia

expresiei (53) funcţie de A_{10}. Din fig. 10 se observă că într-un caz uzual $A_{10} = 25$ tensiunea maximă admisibilă reprezintă numai 55% din tensiunea ce se putea aplica aceluiaşi amplificator dar fără reacţie.

Pentru calculul unui astfel de circuit dacă se dă amplificarea globală necesară A_0 se deduce din fig. 9 amplificarea primului etaj A_{10}. Din $A_{10} = \frac{SR_1}{1 + SR_{K1}}$ se deduce rezistenţa de sarcină a primului etaj. Cu ajutorul curbelor din fig. 7 se află valorile parametrilor α şi γ rezultînd deci sarcina anodică a tubului al doilea ($R_2 = \gamma R_1$) şi valoarea capacităţii C_β. Din fig. 8 se află x_{3dB}, banda de trecere a circuitului fiind dată de $f_{3dB} = \frac{x_{3dB}}{2\pi C_1 R_1}$ în care C_1 este capacitatea parazită din placa primului etaj. Tensiunea maximă admisibilă rezultă din fig. 10 pentru A_{10} dat.

Verificarea experimentală făcută pe montajul din fig. 11 ale cărui componente au fost calculate după metoda expusă mai sus au confirmat întru totul calculele făcute. Rezultatele experimentale sînt: semnal de intrare $U = 0{,}25$ V; amplificarea circuitului $A_0 = 100$; banda de trecere $f_{3dB} = 6{,}1$ MHz.

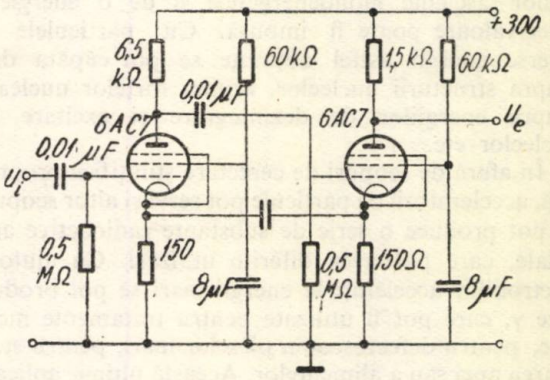


Fig. 11. Circuitul experimental pe care s-a făcut verificarea calculelor.

Din performanţele verificate experimental se observă avantajul însemnat din punctul de vedere al produsului bandă-cîştig pe care acest circuit îl are faţă de amplificatorul cu două etaje *RC* identice.

BIBLIOGRAFIE

[1] SULZER, P. G.: *Circuit tehniques for miniaturization*, Electonics (1949) aug.

[2] MILLER, J. R.: *Cathode neutralization of video amplifiers*, Proceedings Institution Radio Engineering 37 (1949) nr. 9, p. 1070—1073.

[3] BRAUDE, G. B.: *Korectiia şiropololosnîh usilitelei*, Jurnal tehniceskoi fiziki, 4 (1934) nr. 9—10.

[4] COOPER, V. J.: *Negative feedback amplifiers with desired amplitude frequency characteristics*, Journal of the television Society, 6 (1951) nr. 6, p. 233—245.

FLORIN ŢINTĂ *)

Acceleratori de particule

CZ 621.384.6

Încă din momentul cînd a apărut problema studiului nucleului atomic, unul din mijloacele ce promiteau să permită obţinerea de date în această privinţă a fost observarea interacţiunii între nuclee şi particule materiale mai simple. Pentru obţinerea unor interacţiuni, este necesar ca particulele în cauză să aibă o anumită viteză în raport cu celelalte. Surse de particule existente în natură, sînt substanţele radioactive şi razele cosmice. Particulele eliberate de substanţele radioactive nu posedă, în general, energii prea mari iar realizarea de fascicule intense pe această cale este dificilă. Particulele ce constituie razele cosmice pot avea energii foarte mari, ajungînd, de exemplu, pînă la ordinul de mărime 10^{18}eV dar intensitatea acestor radiaţii — respectiv numărul de particule pe unitatea de timp şi de arie — este foarte scăzut. Măsurătorile efectuate asupra fenomenelor nucleare avînd un caracter în primul rînd statistic, este necesar să se dispună de surse intense pentru a evita prelungirea excesivă a duratei de acumulare a datelor necesare tragerii unor concluzii.

Acceleratorii de particule sînt maşini cu ajutorul cărora se pot produce fascicule relativ de particule, cu energii determinate. Maşinile la care ne referim pot accelera propriu-zis numai particule încărcate, ca: electroni, protoni, deuteroni [1]), nuclee de heliu (particule alfa) şi chiar ionii unor elemente mai grele C, N, O, Ne etc. Se pot obţine cu ajutorul acestor acceleratori — dar indirect, în urma unor reacţii nucleare — fluxuri de alte particule elementare ce nu pot fi accelerate sau produse direct, cum ar fi cazul neutronilor sau mezonilor.

Acceleratorii de particule sînt în acest fel instrumente foarte necesare şi foarte utilizate în cercetările

*) Ing. F. ŢINTĂ este şef de secţie adjunct la Institutul de Fizică Atomică al Academiei R.P.R.

[1]) Deuteronii sînt nuclee de hidrogen greu.

de fizică nucleară, ei oferind posibilităţi pe care sursele naturale de particule nu le prezintă. Este foarte important faptul că se pot obţine cu ajutorul acceleratorilor fascicule monoenergetice şi de o energie a cărei valoare poate fi impusă. Cu particulele de diverse energii astfel obţinute se pot căpăta date asupra structurii nucleelor, asupra forţelor nucleare, asupra energiilor de dezintegrare şi excitare ale nucleelor etc.

În afară de scopuri de cercetare ştiinţifică propriu-zisă, acceleratorii de particule pot servi şi altor scopuri. Se pot produce o serie de substanţe radioactive artificiale, care pot avea diferite utilizări. Cu ajutorul electronilor accelerați la energii mari se pot produce raze γ, care pot fi utilizate pentru tratamente medicale, pentru defectoscopia pieselor mari, pentru sterilizarea apei sau a alimentelor. Această ultimă aplicaţie are avantaje mari în comparaţie cu metodele obişnuite folosite pînă în prezent.

Probleme generale ale acceleratorilor

Particulele încărcate avînd o sarcină e şi o masă m pot fi practic accelerate numai cu ajutorul unui cîmp electric, în direcţia liniilor de forţă ale acestui cîmp şi într-un sens care depinde de semnul sarcinii. În cazul cel mai simplu ce se poate imagina, ecuaţia mişcării ar fi:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(m\mathbf{v}) = -e\mathbf{E} \qquad (1)$$

Mişcîndu-se sub influenţa forţei produse de cîmp particulele capătă o anumită energie cinetică. Această energie cinetică este proporţională cu diferenţa de potenţial străbătută şi se măsoară, în general, în electron-volţi [2]).

Cîmpul accelerator poate fi produs în mai multe feluri, de exemplu prin aplicarea directă a unei diferenţe de potenţial între anumiţi electrozi sau prin inducţie, cu ajutorul unui cîmp magnetic variabil în timp (cîmp electric turbionar). În afară de cîmpul electric de accelerare, asupra particulelor încărcate mai pot acţiona şi alte cîmpuri, cu efect transversal (cîmpuri electrice transversale şi cîmpuri magnetice). Cîmpul magnetic acţionează cu o forţă mereu perpendiculară pe direcţia de mişcare a particulei (forţa lui Lorentz)

$$\mathbf{F}_L = -e\mathbf{v} \times \mathbf{B} \qquad (2)$$

şi prin aceasta el nu-i poate schimba cu nimic energia decît indirect, prin variaţia sa în timp (inducţie). Cîmpul magnetic este folosit pentru menţinerea particulelor ce se accelerează pe anumite traiectorii impuse dinainte. Atît cîmpul electric cît şi cel magnetic pot fi constante sau variabile în timp. Repartiţia lor spaţială determină concentrarea sau împrăştierea fasciculului de particule încărcate. Acest aspect constituie problema focalizării în acceleratori.

În cazul cel mai general, cunoscînd cîmpurile în fiecare punct precum şi legea de variaţie în timp a acestora, se poate calcula, utilizînd legile electrodinamicii şi ecuaţiile generale ale mecanicii, întreaga traiectorie a particulei de la sursă pînă la ţintă [3]). Vitezele corespunzătoare energiei căpătate de particule în procesul de accelerare ajung de cele mai multe ori să se apropie destul de mult de cea a luminii şi cu atît mai repede cu cît particulele accelerate sînt mai uşoare. Trebuie astfel aplicate ecuaţiile relativiste ale mişcării. În practică, ecuaţiile de mişcare se rezolvă ţinînd seama de faptul că se utilizează distribuţii de cîmpuri cu forme particulare. Astfel, în cazul tuturor acceleratorilor, cîmpurile electrice şi magnetice posedă o anumită simetrie şi sînt în general perpendiculare unul pe altul [4]).

Se are în vedere iniţial o traiectorie ideală a particulelor, care este în general o curbă plană. În cazuri speciale aceasta poate fi chiar o dreaptă. În cele mai multe cazuri traiectoria ideală este un cerc. Considerînd ca exemplu această situaţie şi folosind un sistem de coordonate cilindrice [4], putem scrie ecuaţiile generale de mişcare. Relaţiile sînt scrise în sistemul MKS raţionalizat, iar ca particulă se consideră electronul. În cazul particulelor pozitive semnul dinaintea sarcinii se schimbă corespunzător. Mişcarea pe azimut poate fi descrisă referindu-ne la viteza de variaţie a momentului cantităţii de mişcare $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(m r^2\omega)$ şi la momentul forţelor care pot provoca o asemenea variaţie. Momentul forţei corespunzătoare cîmpului electric poate fi scris sub forma $\frac{\mathrm{d}w}{\mathrm{d}\Theta}$ unde $\mathrm{d}w$ este energia cedată particulei pentru o schimbare de unghi $\mathrm{d}\Theta$. În cazul mişcării de traiectorie circulară apare un moment de frînare datorit radiaţiei de energie electromagnetică ca urmare a acceleraţiei centripete a particulelor încărcate $\frac{\mathrm{d}L}{\mathrm{d}\Theta}$ [5]) [7] [8]. În fine, mai apare un moment datorit forţei electromotoare de inducţie ce apare în urma variaţiei în timp a fluxului magnetic care trece prin suprafaţa limitată de orbită. Energia căpătată de particulă pe o rotaţie este egală cu $e\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t}$ respectiv pe radian $\frac{e}{2\pi}\cdot\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t}$. Ecuaţia generală de mişcare pe azimut capătă forma

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(m r^2\omega - \frac{e\Phi}{2\pi}\right) = \frac{\mathrm{d}w}{\mathrm{d}\Theta} - \frac{\mathrm{d}L}{\mathrm{d}\Theta}. \qquad (3)$$

---

[2]) Un electron-volt este numeric egal cu lucrul mecanic efectuat asupra unei sarcini egală cu valoarea sarcinii electronului în străbaterea unei diferenţe de potenţial de 1 V. Multiplii folosiţi curent sînt: 1 keV = 10^3eV; 1MeV = 10^6eV; 1 GeV (1BeV) = 10^9eV şi mai rar 1 TeV = 10^{12}eV.

[3]) Se denumeşte ţintă locul unde fasciculul de particule întîlneşte substanţa ce este expusă acţiunii lor.

[4]) Cîmpul magnetic nu se impune cu necesitate întotdeauna. La unii acceleratori el poate lipsi complet.

[5]) Din teoria clasică a electromagnetismului rezultă că

$$\frac{\mathrm{d}L}{\mathrm{d}\Theta} = \frac{2}{3}\cdot\frac{e^2}{4\pi\varepsilon_0 R}\left(\frac{E}{E_0}\right)^4.$$

Pentru mişcarea radială

$$\frac{d}{dt}\left(m\frac{dr}{dt}\right) = mr\omega^2 - er\omega B_z. \quad (4)$$

În acest caz am considerat viteza de variaţie a cantităţii radiale de mişcare. Cantitatea axială de mişcare se schimbă numai prin acţiunea forţelor axiale, care rezultă în mod principal în urma existenţei unei componente radiale a cîmpului magnetic

$$\frac{d}{dt}\left(m\frac{dz}{dt}\right) = er\omega B_r. \quad (5)$$

Aceste ecuaţii generale de mişcare sînt valabile în cazul unei simetrii ideale a cîmpului magnetic. Deviaţiile de la traiectoria ideală sînt datorite neuniformităţii condiţiilor iniţiale de plecare a particulelor şi asimetriilor de cîmp ce apar în cazul acceleratorilor reali. Aceste deviaţii pot fi restrînse prin distribuţia adecvată de cîmp, care creează forţe ce tind să aducă particula pe traiectoria ideală. În aceste condiţii particulele execută diferite mişcări de oscilaţie în jurul traiectoriei ideale [3] [4] [5].

Acceleratorii direcţi

În aceste maşini particulele sînt accelerate de o diferenţă statică de potenţial stabilită între anumite armături. Repartiţia potenţialelor în lungul tubului de accelerare, între diverşi electrozi, ca şi forma acestora, este determinată de considerente de focalizare a fasciculului de particule. În interiorul tubului se formează o astfel de succesiune de lentile electrostatice care face ca fasciculul să

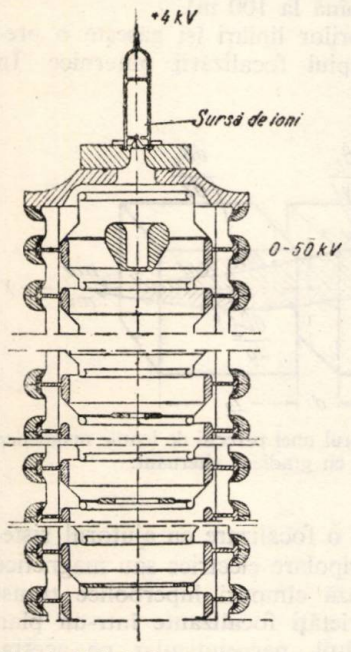


Fig. 1. Tubul de accelerare a unui accelerator direct.

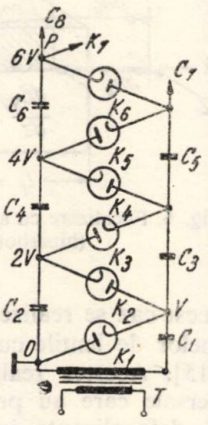


Fig. 2. Multiplicatorul de tensiune al acceleratorului Cockroft-Walton.

se concentreze pe ţintă [9]. Acceleratorii direcţi pot accelera pînă la energia corespunzătoare diferenţei de potenţial între armăturile extreme, ori ce specie de particule încărcate. Tensiunea acceleratoare se poate obţine în mai multe feluri. Cele mai utilizate tipuri de astfel de maşini sînt acceleratorii Cockroft-Walton şi Van de Graaff.

Acceleratorul Cockroft-Walton. Aici diferenţa continuă de potenţial se obţine cu ajutorul unui redresor special de înaltă tensiune. Se porneşte de la o tensiune de curent alternativ redusă faţă de cea finală (dar care poate avea totuşi amplitudini de ordinul sutelor de kV). Tensiunea ridicată succesiv prin etaje formate de kenotroane şi condensatoare de înaltă tensiune, după schema cunoscută a multiplicatoarelor de tensiune. Tensiunea maximă ce se poate obţine pe această cale este de ordinul 1 000 kV. Acest accelerator este unul din primele care au fost utilizate în fizica nucleară şi continuă să fie utilizat şi actualmente. Este o maşină foarte robustă, iar tensiunea pe care o dă poate fi reglată şi menţinută cu o precizie pînă la ordinul $0{,}5.10^{-4}$.

Acceleratorul Van de Graaff. La această maşină tensiunea de accelerare este obţinută cu ajutorul unui generator electrostatic [10]. Sarcinile electrostatice sînt transportate cu ajutorul unei benzi speciale izolante şi transmise cupolei. Banda este încărcată la partea inferioară de un redresor de o tensiune de ordinul 10—20 kV (printr-o descărcare corona). Maşina este destul de simplă ca principiu şi permite realizarea unor diferenţe de potenţial destul de mari [13].

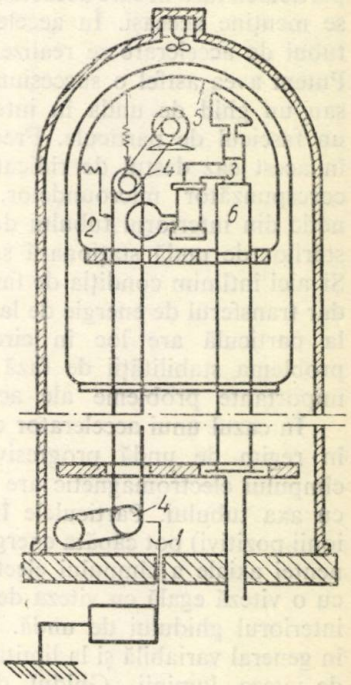


Fig. 3. Secţiune schematică printr-un accelerator Van der Graaff (construcţie închisă):
1-încărcarea benzii; 6-tub de accelerare.

Cu ajutorul unor dispozitive de control şi comandă suplimentare, se poate ajunge la o stabilizare a tensiunii de ordinul 10^{-4} [11] [12]. Pentru tensiuni sub 2MV maşina lucrează, în general, în aer. Pentru tensiuni mai mari, întreg generatorul se închide în înveliş ermetic în care se introduce aer sau gaze speciale sub presiuni de cîteva atmosfere, pentru ridicarea potenţialului de străpungere [5] [13].

Acceleratorii liniari

Particulele sînt accelerate pe o traiectorie liniară, printr-un cîştig discret sau continuu de energie de la un cîmp electromagnetic de înaltă frecvenţă. Tubul de accelerare poate fi construit după mai multe principii. Primele tipuri de acceleratori foloseau un număr de cilindri de lungime variabilă aşezaţi în

lungul tubului de accelerare. În acestea, ca şi în cazul tuturor spaţiilor (camerelor) unde are loc accelerarea de particule, se menţine un vid înaintat. Particulele sînt accelerate în intervalul dintre electrozi iar lungimea lor este în aşa fel aleasă încît energiile cîştigate pe diversele intervale să se adune între ele. Pentru aceasta trebuie ca faza generatorului să se schimbe cu 180^0 în timp ce particulele trec prin

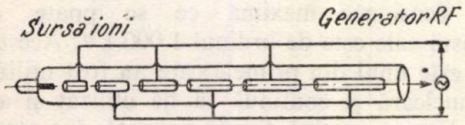


Fig. 4. Tubul de accelerare al unui accelerator liniar (construcţie iniţială).

interiorul electrozilor. Dacă ne referim la mişcarea particulei, faza în care aceasta întîlneşte cîmpul electric se menţine aceeaşi. În acceleratorii liniari moderni, tubul de accelerare se realizează în alte forme [14]. Putem avea astfel o succesiune de cavităţi rezonante sau un ghid de undă în interiorul căruia se mişcă un fascicul de particule. Frecvenţa de excitaţie este în acest caz destul de ridicată, intrînd în domeniul corespunzător microundelor. Regimul electromagnetic din interiorul tubului de accelerare corespunde stărilor de undă staţionară sau de undă progresivă. Şi aici întîlnim condiţia de fază amintită mai înainte, dar transferul de energie de la cîmpul electromagnetic la particulă are loc în circumstanţe deosebite şi problema stabilităţii de fază este una din cele mai importante probleme ale acestor acceleratori [4].

În cazul unui accelerator cu ghid de undă lucrînd în regim de undă progresivă, vectorul electric al cîmpului electromagnetic are o componentă paralelă cu axa tubului. Particulele încărcate (electronii sau ionii pozitivi) pot căpăta energie sub influenţa componentei axiale a cîmpului electric, dacă se deplasează cu o viteză egală cu viteza de propagare a undei din interiorul ghidului de undă. Viteza particulelor este în general variabilă şi la limita superioară se apropie de viteza luminii. Ghidul de undă trebuie, deci,

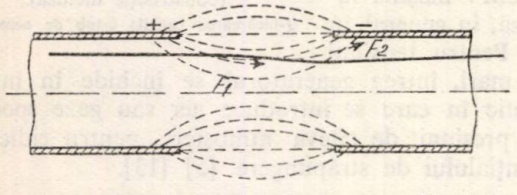


Fig. 5. Cîmpul electric între electrozi cilindrici:
F_1 — forţă cu efect focalizant; F_2 — forţă cu efect defocalizant.

proiectat în mod corespunzător. În primul rînd, după cum se ştie, viteza de fază din interiorul unui ghid de undă obişnuit are o viteză superioară celei a luminii. Pentru a face ca să fie satisfăcută condiţia necesară de fază, se utilizează ghiduri cu o anumită structură periodică. Procesul de propagare şi de schimb de energie între undă şi particulă este destul de complex şi tratarea sa iese din cadrul cu totul general al acestei prezentări de ansamblu [14]. Are loc pînă la urmă o anumită sincronizare de fază între undă şi particulă, cu o oscilaţie în jurul unei anumite faze. In timpul procesului de accelerare particulele sînt supuse succesiv unor forţe focalizante şi defocalizante, aceasta rezultînd din forma liniilor de cîmp electric. Aspectul acesta este comun şi pentru alte tipuri de acceleratori.

Acceleratorii liniari sînt maşini care se dezvoltă foarte mult în ultima vreme şi sînt utilizaţi atît pentru accelerarea electronilor, cît şi pentru accelerarea de ioni. Maşinile nu sînt universale, construcţiile diferind de la un caz la celălalt, în funcţie de natura particulelor.

Avantajele pe care aceşti acceleratori le prezintă faţă de ceilalţi acceleratori moderni, care sînt acceleratori ciclici, rezultă din faptul că se elimină în primul rînd radiaţia datorită mişcării particulelor încărcate pe traiectorii curbilinii. În acest fel aceste maşini apar actualmente ca cele mai indicate pentru accelerarea electronilor pînă la energii de 1 000 MeV (1 BeV) [14]. Un avantaj important este faptul că la realizarea lor nu sînt necesari electromagneţi enormi caracteristici acceleratorilor ciclici cu mare energie.

Un neajuns al acceleratorilor liniari este faptul că sînt totuşi maşini de dimensiuni mari, lungimea lor ajungînd să fie relativ foarte mare (se proiectează maşini de o lungime pînă la 100 m).

În cazul acceleratorilor liniari îşi găseşte o preţioasă aplicare principiul focalizării puternice. În

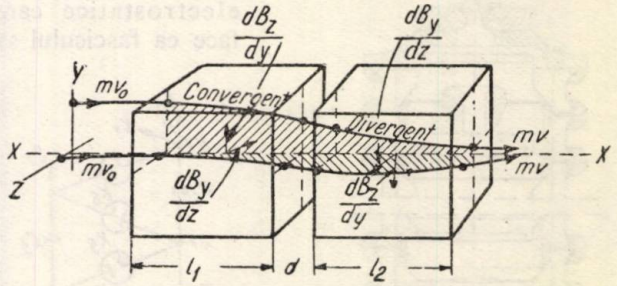


Fig. 6. Focalizare cu ajutorul unei perechi de lentile magnetice (hiperbolice) cu gradient alternant.

acest caz se realizează o focalizare cu ajutorul sistemelor de lentile cuadripolare electrice sau magnetice [15]. Acestea realizează cîmpuri hiperbolice transversale care au proprietăţi focalizante într-un plan şi defocalizante în altul, perpendicular pe acesta. Rezultatul final este o bună focalizare în ambele planuri. Situaţia este acum analogă cu aceea a unui sistem de lentile optice, una convergentă şi una divergentă de aceeaşi distanţă focală f şi aşezată la o distanţă d una faţă de alta ($d \ll f$); indiferent de ordinea aşezării lentilelor, sistemul se prezintă în ansamblu convergent, avînd o distanţă focală $F \sim \frac{f^2}{d}$.

Acceleratorii ciclici

Spre deosebire de tipurile de acceleratori prezentaţi anterior, în cazul de faţă, particulele încărcate trec de mai multe ori prin acelaşi spaţiu de accelerare. Traiectoria particulei se poate aproxima, de cele mai multe ori, cu un cerc. Menţinerea particulei (şi aceasta este caracteristic acceleratorilor ciclici) în spaţiul de accelerare se face cu ajutorul unui cîmp magnetic perpendicular pe planul median al traiectoriei. Cîmpul B poate fi constant, sau variabil în timp.

Ciclotronul este primul accelerator ciclic construit [6]) iar apariţia sa a reprezentat un pas important în dezvoltarea cercetărilor de fizică nucleară experimentală, permiţînd obţinerea de particule accelerate de energii care nu puteau fi atinse cu ajutorul altor acceleratori. Ciclotronul a constituit apoi baza dezvoltării unor alţi acceleratori şi a rămas şi astăzi o maşină foarte întrebuinţată. Ciclotronul este destinat accelerării de particule grele, respectiv nuclee atomice sau ioni [1] [2] [3].

Camera de accelerare cuprinde doi electrozi metalici (de cupru sau aluminiu) de forma unor jumătăţi de cilindru circular drept, goale pe dinăuntru, în intervalul dintre care (corespunzător unei zone în lungul diametrului cilindrului generator) se aplică o diferenţă de potenţial alternativ de înaltă frecvenţă.

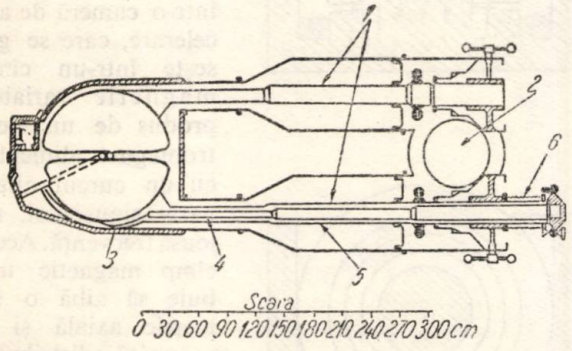


Fig. 7. Secţiune schematică în sistemul rezonant al unui ciclotron:
1-linii rezonante în λ/4; 2-pompă de vid; *3*-deflector; *4*-susţinător de deflector; *5*-susţinere duant.

Electrozii fac parte dintr-un sistem rezonant (care la construcţiile actuale este realizat cu secţiuni de linii coaxiale rezonante în λ/4) excitat la rîndul său de generator de putere de proporţiile unei staţii de radioemisiune [16]. Camera de accelerare este aşezată între piesele polare ale unui electromagnet puternic care dă un cîmp constant în timp.

Particulele încărcate sînt accelerate la fiecare trecere prin intervalul între electrozi (numiţi duanţi), în cîmpul electric dintre aceştia. Particulele îşi continuă apoi drumul în interiorul gol al duantului, fiind supuse în acest spaţiu numai cîmpului magnetic, care în prima aproximaţie poate fi considerat omogen.

[6]) LAWRANCE, 1928:

Să considerăm de exemplu, situaţia unui ion pozitiv (cum este în general cazul), care se găseşte în intervalul dintre duanţi în momentul cînd diferenţa de potenţial aplicată atinge valoarea maximă într-un anumit sens. Ionul va fi accelerat în acest sens şi va căpăta de la cîmpul electric aplicat o anumită energie, respectiv viteză, îndreptată perpendicular pe suprafaţa limită a duantului. O dată intrată în interiorul duantului, acesta va descrie un semicerc de rază corespunzătoare vitezei sale. Dacă atunci cînd ajunge din nou în intervalul dintre duanţi, particula întîlneşte cîmpul electric alternativ într-o fază corespunzătoare, aceasta va fi din nou accelerată, energiile cîştigate la trecerile prin duanţi, adunîndu-se.

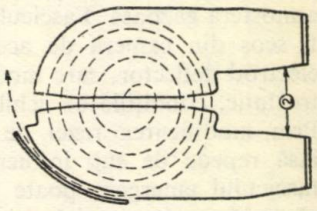


Fig. 8. Accelerarea succesivă a unui ion în camera ciclotronului şi scoaterea sa cu ajutorul deflectorului.

Condiţia de echilibru pe orbită este dată de relaţia

$$m\omega^2 r = e\omega r B \tag{6}$$

de unde

$$\omega = \frac{e}{m} B \tag{7}$$

şi se vede în acest fel că viteza unghiulară, respectiv şi timpul după care particula revine în intervalul de accelerare nu depind decît de raportul $\frac{e}{m}$ şi valoarea lui B şi nu de r. Condiţia de rezonanţă între mişcarea particulei şi tensiunea alternativă aplicată, iar ca acestea să aibă aceeaşi perioadă, respectiv frecvenţă sau în general frecvenţa cîmpului electric poate corespunde multiplu impar al frecvenţei mecanice. În cele ce urmează ne vom referi numai la primul caz, cel care este mai utilizat, în practică. Obţinem astfel frecvenţa corespunzătoare cîmpului electric alternativ:

$$f = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{e}{m} \cdot B \tag{8}$$

După cum se poate vedea, particula se va mişca succesiv pe o serie de semicercuri cu raze din ce în ce mai mari, racordate între ele, traiectoria avînd aspectul unei spirale. Pentru un sens determinat al cîmpului magnetic transversal, există numai un singur sens de rotaţie în care ionii pot fi accelerati succesiv pînă la raza finală.

Energia maximă pe care o obţin particulele după accelerarea lor în ciclotron depinde de cîmpul magnetic şi de raza ultimei orbite, care este determinată la rîndul ei de dimensiunile pieselor polare. După cum se vede, hotărîtor în această privinţă este, în primul rînd, electromagnetul ciclotronului. Valoarea energiei maxime se obţine din considerente foarte simple [7]).

Viteza liniară pe care o obţine particula la raza finală este dată de relaţia:

$$v_{max} = \omega \cdot r_{max} = \frac{e}{m} B \cdot r \tag{9}$$

Diferenţa de potenţial accelerator echivalentă cu cea din cazul unui accelerator direct se obţine prin:

$$eU = \frac{mv^2}{2} = \frac{m}{2}\frac{e^2}{m^2} (B \cdot r)^2 \tag{10}$$

[7]) În cazul ideal, nerelativist.

de unde

$$U = \frac{e^2}{2m}(B \cdot r)^2 \qquad (11)$$

Ionii sînt produşi de o sursă în centrul camerei de accelerare. Se foloseşte descărcarea în arc într-o atmosferă gazoasă. Fasciculul de ioni acceleraţi poate fi scos din camera de accelerare cu ajutorul unui electrod deflector, care modifică printr-un cîmp electrostatic, condiţiile de echilibru de pe ultima orbită. Prin modificarea razei de curbură, ionii ajung să iasă repede de sub influenţa cîmpului magnetic şi fasciculul emergent poate fi apoi focalizat şi făcut să cadă pe o anumită ţintă exterioară.

Cu ajutorul ciclotroanelor se pot obţine uşor energii ridicate, în special pentru ionii mai grei. O variantă interesantă a acestei maşini o constituie ciclotroanele excitate polifazat, unde numărul electrozilor ajunge să fie mai mare (de exemplu trei sau şase) [17]. Pentru protoni însă, se ajunge repede la o limitare a energiei maxime ce se poate obţine, din cauza efectelor relativiste. Această limită depinde într-o oarecare măsură şi de amplitudinea tensiunii alternative dintre duanţi (amplitudinea care determină însă în mod special intensitatea fasciculului) dar în general limita de 30 MeV pentru protoni nu poate fi simplu depăşită de ciclotroane.

Fazatronul sau sincrociclotronul este maşina care lucrînd pe principiul ciclotronului, permite accelerarea de particule, în special protoni, în domeniul energiilor relativiste. În acest domeniu raportul $\frac{e}{m}$ nu mai poate fi considerat constant, el începînd să

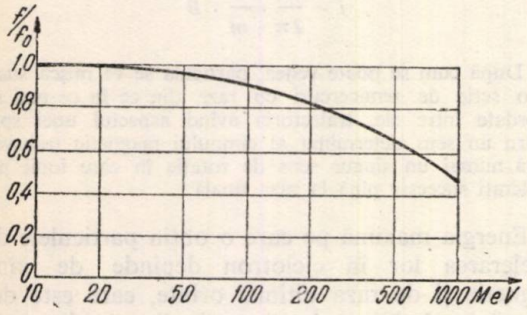


Fig. 9. Variaţia frecvenţei în funcţie de energia cinetică, pentru protoni, în cîmp magnetic constant.

scadă cu creşterea energiei, din cauza creşterii relativiste a masei [8]).

Condiţia de sincronism nu mai poate fi în acelaşi timp valabilă pentru toate razele (respectiv vitezele) camerei de accelerare. Din relaţia (8) $f = \frac{1}{2} \cdot \frac{e}{m} B$, se vede că dacă păstrăm constant cîmpul B, atunci pentru raze din ce în ce mai mari, frecvenţa tensiunii alternative acceleratoare trebuie să scadă. Acest lucru poate fi realizat în timp (deoarece la limita de sincronism particulele rămîn pe o orbită stabilă), prin modularea frecvenţei ciclotronului [18]. Sincrociclotronul nu este, deci, altceva decît un ciclotron modulat în frecvenţă.

Modulaţia de frecvenţă a tensiunii acceleratoare se realizează cu ajutorul unui anumit gen de condensator variabil, care aflat într-o mişcare de rotaţie uniformă, modulează relativ lent, dar profund, generatorul de putere, autoexcitat. În cazul sincrociclotronului, particulele accelerate sînt emise numai la sfîrşitul perioadei de scădere a frecvenţei, respectiv în grupuri de impulsuri de o cadenţă egală cu frecvenţa de modulaţie.

Fasciculul de particule emise de sincrociclotroane sînt în general mult mai puţin intense decît cele date de ciclotroane. Energiile obţinute cu ajutorul sincrociclotroanelor, de exemplu 680 MeV pentru protoni, au permis producerea pe cale artificială a mezonilor şi posibilitatea de a obţine date noi în problemele nucleare.

Betatronul. În cazul acestui tip de accelerator, particulele sînt accelerate de un cîmp electric turbionar, provocat de o variaţie de flux magnetic. Betatronul este destinat accelerării electronilor. Aceştia sînt injectaţi într-o cameră de accelerare, care se găseşte într-un cîmp magnetic variabil, produs de un electromagnet alimentat cu un curent alternativ sinusoidal, de joasă frecvenţă. Acest cîmp magnetic trebuie să aibă o simetrie axială şi o anumită distribuţie radială [1] [6].

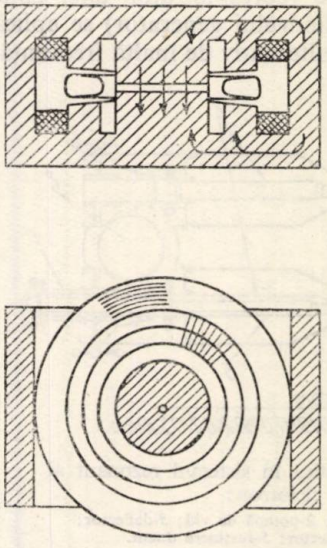


Fig. 10. Secţiune schematică a unui betatron.

Dacă considerăm o orbită circulară (în mijlocul camerei toroidale, de exemplu) şi notăm cu Φ fluxul inducţiei magnetice care trece prin acest contur, vom avea, conform ecuaţiilor fundamentale ale electro magnetismului:

$$\oint E_s \, ds = -\frac{d\Phi}{dt}. \qquad (12)$$

Dacă o particulă încărcată un electron — în cazul de faţă — circulă în lungul unei linii de forţă a cîmpului electric ea cîştigă o energie egală cu $e\frac{d\Phi}{dt}$ pentru fiecare rotaţie completă. Pentru ca particula să se mişte însă efectiv pe o traiectorie circulară, este necesar ca forţa lui Lorentz datorită cîmpului B ce există în fiecare punct al traiectoriei, să egaleze mereu forţa centrifugă. Aceasta conduce la necesitatea ca intensitatea cîmpului B de pe orbită să fie egală cu jumătatea cîmpului mediu total ce trece prin suprafaţa circulară închisă de aceasta.

[8]) Masa creşte după relaţia: $m = \frac{m_0}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}$

După cum se vede, atît accelerarea cît şi menţinerea particulei pe o orbită circulară stabilă se fac prin acelaşi cîmp *B*.

Această situaţie nu se poate realiza însă pe întreaga perioadă de variaţie a fluxului. Dacă ne referim la un singur sens de rotaţie al electronilor pe orbita stabilă, numai pentru un sfert din perioadă, corespunzînd valorilor crescătoare şi de un anumit semn al fluxului Φ. Electronii capătă energie executînd un număr destul de mare de rotaţii pe orbita stabilă (cu ordinul sutelor de mii) şi după cum se vede, procesul de accelerare nu

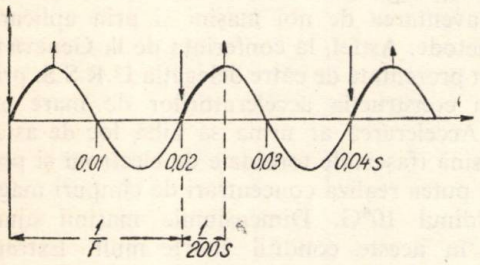


Fig. 11. Ciclul de funcţionare a unui betatron.

este stînjenit de efecte relativiste ca în cazul ciclotronului, care între altele, şi din această cauză, nu poate fi utilizat pentru accelerarea electronilor.

După terminarea procesului de accelerare, fasciculul de electroni este proiectat pe o ţintă, aceasta putîndu-se face, de exemplu, prin utilizarea unui fenomen de saturaţie magnetică, care alterează condiţiile de stabilitate ale orbitei. Cu ajutorul betatroanelor s-au putut realiza pentru electroni energii destul de ridicate, mergînd pînă la 300 MeV. Pentru aceste energii dimensiunile maşinii devin foarte mari şi apar dificultăţi datorită pierderilor prin radiaţie electromagnetică a particulelor care se mişcă pe traiectorii circulare [19] [20]. Astfel, cînd energia electronilor depăşeşte 30 MeV, apare chiar o radiaţie luminoasă emisă direct de fasciculul de electroni.

Sincrotronul. Numele acesta se dă pentru două categorii de maşini în general şi corespunde aplicării principiului orbitei stabile şi autofazării în acceleratori de rezonanţă, pentru obţinerea de energii relativiste. Sincrotronul electronic sau beta-sincrotronul permite obţinerea de electroni accelerati la energii importante (sute de MeV) pentru dimensiuni mult mai mici ale camerei de accelerare şi respectiv ale circuitului magnetic decît în cazul betatronului. De fapt aceste maşini lucrează la început în regim de betatron, şi anume pînă cînd fac ca electronii să aibă viteza apropiată de cea a luminii. De aici înainte, cu creşterea energiei, viteza lor se schimbă relativ foarte puţin, în timp ce masa lor variază sensibil [4]. La această limită intră în funcţie un generator de înaltă frecvenţă — de frecvenţă constantă —care excită un spaţiu de accelerare din interiorul camerei de accelerare. Electronii primesc deci energie din partea acestui cîmp de înaltă frecvenţă, iar pentru menţinerea lor pe orbita stabilă, cîmpul magnetic trebuie să continuie să crească. Acest proces are loc la fiecare ciclu şi durează ca şi la betatron — un sfert de perioadă — (în total, inclusiv faza iniţială) după care generatorul de înaltă frecvenţă este scos din funcţiune, iar fasciculul de electroni este făcut să cadă pe o ţintă.

Sincrotronul de protoni sau sincrofazotronul. Maşinile de acest tip sînt în stare să dea protoni accelerati pînă la energii foarte ridicate, de ordinul zecilor de BeV, ajungînd astfel în domeniul de energii ale particulelor primare ale razelor cosmice. Din această cauză ele mai poartă denumirea de bevatroane sau cosmotroane.

Principiul de lucru este într-o oarecare măsură asemănător cu al sincrotronului de electroni, plecîndu-se şi aici de la necesitatea de a realiza o orbită stabilă în domeniul energiilor relativiste prin creşterea cîmpului magnetic. Aici însă, în acelaşi timp cu creşterea cîmpului magnetic, are loc şi o creştere importantă a frecvenţei de accelerare ajungîndu-se la un raport 1 : 10 între frecvenţa iniţială şi cea finală [21].

Sincrofazotroanele sînt maşini extrem de mari şi de costisitoare — pînă în prezent s-au construit numai patru pe întreg globul — dar ele au reprezentat totuşi singura soluţie economică posibilă pentru atingerea energiilor de zeci de miliarde de electron-volţi.

Camera de accelerare are forma unui tor, care intră în mai multe sectoare circulare, în interiorul cărora se aplică un cîmp magnetic transversal, variabil în timp după o anumită curbă. Diametrul torului atinge valori pînă la 60 m. Curba de variaţie a cîmpului magnetic, ca şi perioada sa, depind atît de materialul şi construcţia electromagnetului, cît şi de posibilităţile sursei care produce curentul de excitaţie. În general, curba de variaţie a cîmpului *B* este triunghiulară iar perioada de ordinul secundelor.

Accelerarea se face cu ajutorul unor diferenţe de potenţial de înaltă frecvenţă aplicată în spaţiul dintre sectoarele circulare. Curba de variaţie în timp a frecvenţei de accelerare este strict determinată de variaţia cîmpului magnetic. Particulele sînt injectate iniţial cu ajutorul unui alt accelerator auxiliar (accelerator direct, liniar sau chiar sincrociclotron) la o energie destul de ridicată. Este necesar ca particulele injectate să fie iniţial bine focalizate, problema oscilaţiilor în jurul orbitei stabile fiind una din cele mai importante în construcţia şi reglarea acestei maşini. Astfel de oscilaţii pot apărea şi din cauza necorespondenţelor între frecvenţa instantanee a tensiunii acceleratoare şi valoarea cîmpului magnetic şi pot compromite complet funcţionarea maşinii. În

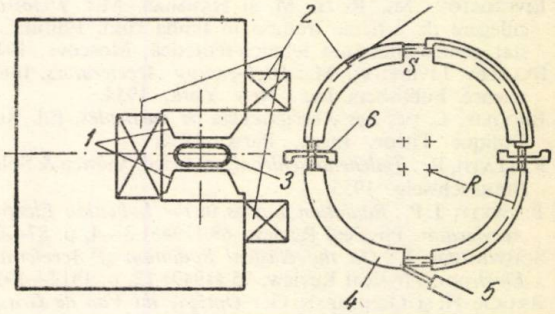


Fig. 12. Schema unui simplu fazotron:
1-piese polare; *2*-bobine excitative; *3*-cameră; *4*-magnet; *5*-injector; *6*-radiofrecvenţe.

timpul procesului de accelerare, particulele execută un număr invers de rotaţii pe orbită, parcurgînd, de exemplu, în cazul unei accelerări de protoni pînă la 10 BeV o distanţă de 2,5 ori mai mare decît distanţa de la pămînt la lună.

Concluzii

În cadrul articolului de faţă nu s-a putut face decît o prezentare cu totul generală a acceleratorilor de particule folosiţi în prezent. Numai o parte din problemele lor specifice, legate în special de principiul de funcţionare, au fost amintite.

Tehnica acceleratorilor de particule este în momentul de faţă în plină dezvoltare. Recent s-a arătat că aplicarea principiului focalizării puternice la acceleratorii ciclici de rezonanţă duce la condiţii şi principii noi în construcţia acceleratorilor de mare energie de tip sincrotron [15]. În acest caz avem de fapt de a face cu o variaţie alternată a indicelui:

$$n = -\frac{r}{B} \cdot \frac{\partial B}{\partial r}$$

care în mod normal, la acceleratorii ciclici obişnuiţi trebuie să aibă o valoare $0 < n < 1$ pentru a asigura stabilitatea radială şi focalizarea în planul median. Analog ca în cazul focalizării intense în cîmp cu gradient alternat (lentile hiperbolice), dînd lui n valori de ordinul $\pm 10^2$, se obţin acţiuni puternic focalizante şi defocalizante în două direcţii perpendiculare. Rezultatul final este o micşorare importantă a amplitudinii oscilaţiilor în jurul orbitei stabile şi în consecinţă a dimensiunilor transversale ale camerei de accelerare. Aceasta atrage însă după sine o reducere considerabilă în dimensiunile magneţilor şi instalaţiilor auxiliare făcînd ca preţul unei asemenea maşini să fie de 5—6 ori mai mic decît al uneia «clasice» de aceleaşi performanţe finale. În felul acesta devine posibilă construirea unor acceleratori de energii de ordinul 25—50 BeV. Totuşi şi în acest caz, energia maximă este determinată de produsul Br, ca la orice accelerator ciclic. Pentru inducţiile obişnuite, realizabile cu ajutorul materialelor feromagnetice, dimensiunile aparatului ajung totuşi să crească foarte mult. Astfel, pentru acceleratorul de 25 BeV, actualmente în curs de construcţie, diametrul maşinii ajunge să fie de 200 m (C.E.R.N.).

Dacă urmărim în timp, evoluţia acceleratorilor de particule se ajunge la constatarea că energia maximă realizabilă pare să crească exponenţial cu timpul. Energii din ce în ce mai mari se realizează, prin inventarea de noi maşini şi prin aplicarea de noi metode. Astfel, la conferinţa de la Geneva (1955) au fost prezentate de către delegaţia U.R.S.S. principii noi în construcţia acceleratorilor de mare energie [22]. Accelerarea ar urma să aibă loc de astă dată în plasmă (fascicule toroidale de electroni şi protoni) şi s-ar putea realiza concentrări de cîmpuri magnetice de ordinul 10^6G. Dimensiunile maşinii ajung să scadă în aceste condiţii foarte mult. Extrapolînd — după creşterea exponenţială în timp amintită mai sus — ar rezulta că în jurul anului 1970 se va putea realiza cu ajutorul acceleratorilor, energii de ordinul 1 TeV. Dacă o asemenea maşină ar fi construită după principiul sincrotroanelor, diametrul ei ar atinge 8 000 m. Cu un accelerator în plasmă, diametrul necesar ar fi de circa 60 m.

Acceleratorii moderni vor face posibile studii în domeniul fizicii energiilor mari, probleme care în momentul de faţă abia ajung să fie schiţate. Se fac cercetări asupra particulelor şi antiparticulelor elementare. S-a făcut astfel mai de mult studiul antiprotonului şi relativ recent, s-a pus în evidenţă şi antineutronul. În acelaşi timp cu acceleratorii de energii înalte, se fac în momentul de faţă studii şi cu acceleratorii clasici care îşi păstrează încă toată importanţa. Astfel centrele internaţionale de cercetări nucleare îşi completează instalaţiile cu ciclotroane sau chiar cu acceleratori direcţi.

BIBLIOGRAFIE

[1] Vorobiev, A. A.: *Uscoriteli zapriajeníh ciastiţ*. Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1949.

[2] Mann, W. B.: *The Cyclotron*, Londra, 1948.

[3] Livingston, M., Roze, M. şi Hahmias, M.: *Ţiclotron*. culegere de articole traduse în limba rusă. Editura de stat pentru literatura tehnico-teoretică, Moscova, 1949.

[4] Stanley Livinston, M.: *High-energy Accelerators*, Interscience Publishers Inc., New York, 1954.

[5] Broglie, L. de: *Les Accélérateurs de particules*. Ed. Rev. Optique Théor. Instr., Paris, 1950.

[6] Kollath, R.: *Teilchenbeschleuniger*. Fried. Vieweg & Sohn, Braunschweig, 1955.

[7] Blewett, J. P.: *Radiation Losses in the Induction Electron Accelerator*. Physical Review, 69 (1946) 3—4, p. 87—95.

[8] Schwinger, I.: *On the clasical Radiation of Accelerated Electrons*. Physical Review, 75 (1949) 12, p. 1912—1925.

[9] Bruck, H. şi Gendrean, G.: *Optique du Van de Graaff*. L'Onde électrique, 35 (1955), 1009.

[10] Winter, S. D.: *Generateur électrostatique*, L'Onde électrique, 35 (1955), 995.

[11] Mc Kilben, J. L., Frisch, D. H., Hush, I. M.: *Control Equipment for 2,5 MeV Van de Graaff giving on ion beam constant to ± 1,5 keV*. Physical Review, 70 (1946) 117.

[12] Miller, W. C., Waldman, B., Noyes. I. C., Van hoowisen: *Voltage stabilizer for Electrostatic Generator*. Physical Review, 77 (1950) 758 A.

[13] Winter, S. D.: *Le générateur électrostatique moderne du type Vande Graaff*. Revue Optique Theor. Instr., Paris, 1950.

[14] Alvarez, L. W. ş.a.: *Berkeley Proton Linear Accelerator*
Ginzton, E. L. ş.a.: *Stanfort High-Energy Linear electron Accelerator*
Post, R. F. ş.a.: *Stanfort Mark II linear Accelerator*
Cork, B.: *Proton linear-accelerator injector for the Bevatron*.
Smith, L.: *Focusing in linear-ion-accelerator. Linear Accelerator issue*, Review of Scientific Instr. 26 (1955) 2, p. 111—220.

[15] Courant, E., Livinstone, M. S. şi Snyder, H.: *The Strong-focusing Synchrotron, a new high energy accelerator*. Physical Review, 88 (1952) 5, p. 1190.

[16] Bariand, A.: *Circuits, H. F. du ciclotron*. L'Onde électrique, 35 (1955) 344, p. 1052.

[17] Judd, D. L. *Theoretical study of relativistic constant frequency cyclotrons*. Physical Review, 100 (1955) 24, p. 1804 A.

]18[Mc Millan, E. M.: *Synchrotron — a proposed high energy particles accelerator*. Physical Review, 68 (1945) p. 143.

[19] Grinberg, A. P.: *Metodî uscarenia zariajeníh ciastiţ*. Gosteizdat, 1949.

[20] Sokolov, A. şi Ivancenko, D.: *Teoria clasică a cîmpului* Editura Tehnică, Bucureşti, 1955.

[21] *Cosmotron Stoff*: Rev. Sci. Instr. 24 (1953) 723—870.

[22] CERN *Symposium* — relatat în Nuclear Instruments, 1 (1957) 1.

TUDOR TĂNĂSESCU *)

Sincrofazotronul de 10 BeV

CZ 621.384.612 (S)

La 15 aprilie 1957 a intrat în funcţiune sincrofazotronul de zece miliarde de electron-volţi, la Dubna, în U.R.S.S. El este instalat în Laboratorul de energii înalte al Institutului Unificat de Cercetări Nucleare. La activitatea acestui institut colaborează şi ţara noastră, în cadrul unei convenţii încheiate anul trecut între U.R.S.S. şi o serie de ţări prietene.

Energii atît de mari în maşini acceleratoare, au apărut din cauza necesităţii de a studia în laborator procesele particulelor elementare instabile grele, descoperite prima dată în razele cosmice. Aceste particule, cum sînt mezonii grei (K) sau hiperionii, au mase de cîteva mii de ori mai mari ca masa electronului. Pentru a putea crea în laborator asemenea particule trebuie să se pună în joc, prin ciocniri, energii de cîteva miliarde de electron-volţi; trebuie să se accelereze protonii la aceste energii în maşini acceleratoare. Maşinile posibile ar fi acceleratorul liniar sincrociclotronul sau sincrofazotronul, denumit şi sincrotron de protoni. La asemenea energii mari, atît acceleratorul liniar cît şi sincrociclotronul ar da soluţii nepractice, scumpe.

Se ştie că în sincrotron particulele nu sînt accelerate pe o spirală, ca în ciclotron, ci ele parcurg mereu acelaşi cerc. Cercul este întrerupt pe o mică porţiune, unde este introdus dispozitivul de accelerare prin cîmp electric; acesta este de fapt un cîmp alternativ, alimentarea fiind asigurată de un emiţător de înaltă frecvenţă. Pentru ca particulele să fie menţinute pe cerc este nevoie de un cîmp magnetic perpendicular pe planul cercului; este suficient ca acest cîmp să existe numai în dreptul traiectoriei circulare a particulelor şi nu în tot cercul, cum era cazul la ciclotron. Pentru menţinerea pe un cerc a protonului de masă m şi sarcină e, trebuie ca între valoarea cîmpului magnetic B, raza traiectoriei R şi viteza v să existe relaţia:

$$R = \frac{mv}{Be}$$

în care

$$m = \frac{m_0}{\sqrt{1-\frac{v^2}{c^2}}}.$$

Înlocuind masa şi viteza în funcţie de energie se obţine:

$$R = \sqrt{\frac{W^2 - W_0^2}{Bc}} \qquad (1)$$

în care W reprezintă energia totală (mc^2) a protonului şi W_0 este energia de repaus a protonului (938 MeV). În formula (1), R este în m, B în Wb/m^2 (10 000 G), c în m/s şi W în eV. Se mai ştie că:

$$\frac{W_0^2}{W^2} = 1 - \frac{v^2}{c^2} \qquad (2)$$

unde v este viteza protonului în m/s. De asemenea se cunoaşte că energia cinetică W_K în eV, este: $W_K = W - W_0$. De exemplu, la energii cinetice de 1, 6 şi 10 BeV, pentru un cîmp magnetic de 14 000 G, avem caracteristicile de mişcare a protonului indicate în tabela 1.

Tabela 1

Caracteristicile de mişcare ale protonului la 14000 G.

W_K	1	6	10	BeV
W	1,938	6,938	10,938	BeV
$\frac{v}{c}$	0,88	0,99	0,996	
R	4	16,4	25,9	m

În funcţionarea sincrofazotronului, la fiecare rotaţie protonul primeşte o energie din partea cîmpului de înaltă frecvenţă; particula fiind accelerată, v creşte; în acelaşi timp, creşte W (relaţia 2) şi este necesar să se varieze B (relaţia 1) astfel încît R să rămînă constant. Simultan cu creşterea lui v, trebuie ca frecvenţa generatorului de înaltă frecvenţă să crească $\left(\omega = \frac{v}{R}\right)$. Între variaţia lui B şi cea a lui ω există o relaţie; ea rezultă după eliminarea lui W între relaţiile (1) şi (2) şi înlocuirea lui v prin ωR. Astfel se găseşte că frecvenţa trebuie la început să crească repede şi apoi încet, pe măsură ce protonul se apropie de viteza luminii.

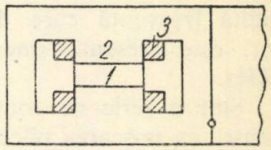


Fig. 1. Secţiune prin torul sincrofazotronului:
1-camera de vid în care aleargă protonii acceleraţi; *2*-poli magnetici; *3*-înfăşurare de magnetizare.

Sincrofazotronul are, deci, o cameră de vid în care sînt acceleraţi electronii (fig. 1), de forma unui tor; un circuit magnetic tot în formă de tor înconjură camera, producînd în interiorul ei un cîmp magnetic vertical. De fapt, în loc de un tor, avem patru sectoare circulare, care sînt racordate prin mici porţiuni liniare, lipsite de

*) Dr. Ing. T. TĂNĂSESCU este membru corespondent al Academiei R.P.R., profesor şef de catedră la Institutul Politehnic din Bucureşti.

cîmp magnetic. Într-una din aceste porţiuni se injectează protonii, într-o a doua este plasat dispozitivul de accelerare prin cîmp electric, iar celelalte două porţiuni sînt rezervate pentru plasarea ţintelor de care urmează să se lovească protonii (fig. 2).

Sincrofazotronul funcţionează în pulsuri; cel de la Dubna are o frecvenţă de recurenţă a pulsurilor de 5 pe min, adică un puls durează 12 s. De fapt, creşterea cîmpului magnetic se face numai în circa 3,3 s, în care timp se produce accelerarea protonului. Din cauză că circuitul magnetic are un flux remanent şi B nu îşi poate începe variaţia de la zero, rezultă din formula (1) că nici W nu poate porni de la W_0. De aceea protonii sînt injectaţi, la începutul pulsului, în camera sincrofazotronului cu o energie

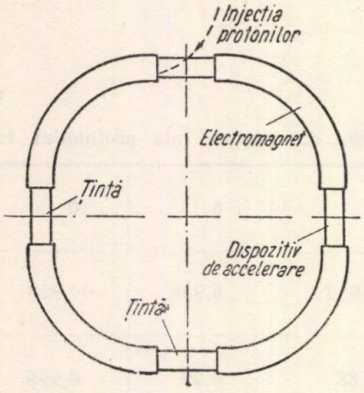


Fig. 2. Cele patru sectoare ale sincrofazotronului.

cinetică de 8,5—9 MeV, corespunzătoare cîmpului magnetic iniţial (cu componentă remanentă de circa 150 G). Această accelerare prealabilă a protonilor se face cu un accelerator liniar electronic; la rîndul lui el este alimentat la intrare cu protoni acceleraţi de un alt accelerator mai mic. Trecerea protonilor de la acceleratorul liniar în camera sincrofazotronului se face printr-o conductă curbă de racordare în care fasciculul de protoni este curbat la început datorită cîmpului magnetic şi apoi cîmpului electric. Din loc în loc, fasciculul este focalizat în lungul lui prin lentile magnetice cuadripolare. În cele 3,3 s în care cîmpul magnetic creşte, frecvenţa generatorului de înaltă frecvenţă care dă cîmpul electric accelerator, este crescută sincron de la 0,18 MHz la 1,5 MHz.

Sînt o serie de condiţii care trebuie satisfăcute pentru ca mişcarea pîlcului de protoni să fie stabilă. În practică se face ca intensitatea cîmpului magnetic B să scadă puţin radial spre marginea exterioară a polului. În mod normal, se produce această scădere chiar la poli paraleli, din cauza efectului de lărgire a tuburilor liniilor de forţă, în planul median, în dreptul marginii polilor, prin presiunea ce şi-o exercită între ele liniile de forţă. Aceasta face ca B să fie vertical numai în planul median, dedesubt sau deasupra existînd şi o componentă radială. Această componentă face ca protonii care accidental ies din planul median să fie readuşi în acest plan. Astfel prin condiţia $\frac{dB}{dr} < 0$ se asigură stabilitatea verticală, ca şi la betatron mai trebuie asigurată stabilitatea radială, laterală. Dacă de exemplu un proton accidental se îndepărtează şi trece pe o traiectorie la distanţa $R_0 + \Delta R$, unde cîmpul scade la $B_0 + \Delta B$ (ΔB negativ) trebuie atunci pentru stabilitate, ca raza traiectoriei să se micşoreze sub $R_0 + \Delta R$; condiţia aceasta este:

$$\frac{mv}{e(B_0 + \Delta B)} < R_0 + \Delta R,$$

în care $R_0 = \frac{mv}{eB_0}$.

Rezultă atunci:

$$-\frac{R}{B}\frac{dB}{dR} < 1.$$

Se notează:

$$n = -\frac{R}{B}\frac{dB}{dR}$$

şi se deduce condiţia $0 < n < 1$ pentru stabilitate verticală şi radială, n fiind indicele cîmpului. O analiză mai exactă, care ţine seamă de eventuale rezonanţe posibile între oscilaţiile radiale, verticale şi orbitale, conduce la concluzia că n este bine să fie ales între 0,5 şi 0,8. În cazul sincrofazotronului de la Dubna se lucrează cu un indice cuprins între 0,55 şi 0,85. Acest indice determină legea de variaţie a lui B cu R, deoarece din ecuaţia diferenţială de mai sus rezultă:

$$\frac{B}{B_0} = \left(\frac{R}{R_0}\right)^{-n}$$

Evaluînd amplitudinile oscilaţiilor în timpul accelerării, se constată că ele sînt cu atît mai amortizate cu cît cîmpul magnetic creşte. Amplitudinile acestor oscilaţii sînt invers proporţionale cu $\sqrt{B}$.

Dar mai este de verificat stabilitatea în mişcare a protonilor cu diferite energii. Se presupune că variaţia cîmpului magnetic face ca la fiecare rotaţie energia particulei să crească cu aceeaşi cantitate de eV, luată de la generatorul de înaltă frecvenţă. Dacă variaţia de cîmp este corectă, trebuie ca la creşterea energiei cu cantitatea de eV, după fiecare rotaţie, să fie satisfăcută relaţia (1), unde R rămîne acelaşi. (Se mai presupune că frecvenţa înaltă $f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi}\frac{v}{R}$ urmăreşte corect creşterea de viteză). Dacă B nu variază corect, R se modifică; de asemenea dacă unii protoni deviază accidental pe traiectorii cu R mai mare, sau mai mic, sau dacă energia protonului se modifică accidental. În aceste cazuri protonii se pierd din pîlc şi de cele mai multe ori se pierde întreg pîlcul. Se poate însă asigura o autoreglare, o autocentrare a pîlcului.

Cîmpul electric accelerator determină o undă călătoare în interiorul camerii, în sensul mişcării protonilor

(în plus mai există şi o undă de sens invers, care însă nu acţionează mişcarea principală a protonilor). Pentru o interacţiune de accelerare trebuie ca unda călătoare să tîrască pîlcul de protoni după ea. În primul rînd, ca rezervă, se dispune de o tensiune de accelerare de vîrf mai mare de V pe rotaţie. Deci pîlcul de protoni nu se va aşeza în dreptul cîmpului maxim al undei electrice călătoare, ci de o parte sau alta. Se va aşeza astfel, încît dacă el accidental o ia înainte, acţiunea de tîrîre a undei să scadă, şi invers. În modul acesta pîlcul de protoni este mereu strîns, protonii divergenţi fiind readuşi la viteza şi energia de echilibru. (De fapt prin creşterea cîmpului magnetic se mai aplică protonului o forţă suplimentară de accelerare de-a lungul orbitei).

Mersul în fază potrivită a pîlcului se asigură printr-o uniformizare a cîmpului în cameră în lungul orbitei, prin stabilitatea frecvenţei generatorului de înaltă frecvenţă, prin corecta sincronizare a variaţiei cîmpului şi frecvenţei, precum şi prin corecta variaţie a cîmpului în raport cu creşterea energiei particulelor. Toate aceste condiţii ridică probleme foarte dificile pentru proiectarea şi reglarea finală a sincrofazotronului.

Nu s-au amintit aici dificultăţile pe care le ridică un vid insuficient în camera de accelerare. Dacă protonii în mersul lor se ciocnesc de molecule reziduale, ei pierd importante cantităţi de energie, în special prin ciocniri elastice la unghi mic, în regiunea imediată după injecţie. La cîmpuri magnetice mai mari, în restul ciclului, pierderile sînt mai reduse. Aceste ciocniri sînt şi ele cauza oscilaţiilor protonilor în mersul lor. De aceea se recomandă un vid de 10^{-6}mm mercur, în camera sincrofazotroanelor; acest vid nu este uşor de asigurat avînd în vedere dimensiunile mari ale camerei toroidale şi felul construcţiei ei, pentru diferitele racordări necesare. În sincrofazotronul de la Dubna oscilaţiile care se produc în procesele de stabilizare sînt, fie oscilaţii lente, de frecvenţă joasă, de 100 pînă la 2 000 ori frecvenţa de rotire, fie oscilaţii rapide de perioadă scurtă, 7 pînă la 2 μs.

Pentru asigurarea unui mers liniştit al particulelor se mai realizează o bună sincronizare între variaţia tensiunii de alimentare a cîmpului magnetic şi variaţia frecvenţei înalte a generatorului de accelerare. Astfel dacă frecvenţa se abate cu $\pm$ 0,1% de la valoarea corectă, particula se deplasează radial cu $\pm$ 6 cm. Sincronizarea s-a realizat astfel încît devierea radială maximă poate atinge la început 50 cm, iar la sfîrşitul ciclului 1 cm.

În sincrofazotronul de la Dubna se realizează un cîmp magnetic final de 13 000 G, cînd particula atinge 10 BeV. Circuitul magnetic nu este saturat ci el este numai la începutul regiunii de saturaţie. Pentru realizarea acestui cîmp pe o fîşie de 2 m şi o lungime de peste 200 m este nevoie de o construcţie foarte costisitoare. Greutatea electromagnetului variază aproximativ proporţional cu puterea 2,5 a energiei de accelerare, în condiţia de a realiza acelaşi cîmp magnetic maxim. La Dubna circuitul magnetic este format din patru sectoare, fiecare din 12 elemente. Un asemenea element cîntăreşte 750 t; în total electromagnetul de accelerare cîntăreşte 36 000 t. Diametrul lui exterior este de 72 m.

Clădirea este circulară şi poduri rulante se mişcă pe trasee circulare, deasupra electromagnetului.

Puterea maximă de alimentare este de 140 000 kVA, sub 11 000 V şi 12 800 A. Pentru aceasta sînt prevăzute patru grupuri de maşini rotitoare lucrînd în paralel şi dispozitive ionice cu 96 ignitroane. Fiecare grup rotativ are un motor asincron legat la o reţea trifazată, un alternator legat la dispozitivul ionic şi un volant. La începutul ciclului grupul ia energie de la reţea şi de la volant trimiţînd-o spre redresare dispozitivului ionic. După ce cîmpul magnetic a ajuns la valoarea maximă, grilele tiratroanelor intră în funcţie şi trec energia de curent continuu din electromagnet în alternatoare, antrenîndu-le ca motoare sincrone; în acest timp viteza grupurilor creşte puţin, volantele se încarcă cu energie cinetică, iar reţeaua primeşte energie prin motoarele asincrone, lucrînd acum ca generatoare asincrone. Pentru realizarea indicelui n între limitele prevăzute a fost nevoie să se plaseze, pe poli, circuite compensatoare sau să se modifice puţin forma polilor; aceasta s-a făcut pe baza unor migăloase măsurători; corecţia se face în special pentru situaţia de la începutul ciclului, cînd cîmpul remanent nu este acelaşi de la bloc la bloc. Prin pereţii laterali ai electromagnetului sînt prevăzute conducte pentru vidarea camerei de accelerare. Ea are 160 m^3 şi trebuie menţinut un vid de 10^{-6}mm mercur. Pentru aceasta sînt prevăzute mai întîi 16 pompe de prevacuum, care fac vidul pînă la 1 mm şi apoi 56 pompe de difuzie cu debit mare (5 000 l/s). Avînd în vedere felul de construcţie al camerei şi racordările ei, nu este de mirare că realizarea vidului de 10^{-6}mm mercur a necesitat la Dubna cîteva luni de ajustări şi reglări asupra camerei, conductelor şi pompelor.

O altă problemă grea a fost sincronizarea variaţiei frecvenţei înalte a oscilatorului de accelerare cu variaţia cîmpului magnetic. Variaţia acestui cîmp trebuie să se facă crescător liniar cu timpul. Într-adevăr ecuaţia de mişcare a unui proton pe orbita de echilibru este determinată de forţa electrică de accelerare şi de tensiunea electromotoare rezultînd din variaţia lui B şi este de forma:

$$\frac{dp}{dt} = e\frac{V}{2\pi R}\sin\varphi + e\frac{1}{2\pi R}\pi R^2\frac{dB}{dt}$$

unde $p = mv = ReB$; V este tensiunea electrică de accelerare şi φ este defazajul dintre unda electrică călătoare şi proton. De aici rezultă condiţia de variaţie liniară pentru B:

$$\frac{dB}{dt} = \frac{eV}{\pi R^2 e}\sin\varphi \text{ sau } B = Kt.$$

Dar în practică B se poate puţin abate de la această lege de variaţie, deoarece în mod automat φ variază, datorită stabilităţii de fază.

În acelaşi timp trebuie să varieze frecvenţa înaltă a generatorului de accelerare, aşa încît să fie satis-

făcute relaţiile (1) şi (2). Rezultă pentru frecvenţă o lege de forma:

$$f = \frac{1}{\sqrt{a + \frac{b}{B^2}}}.$$

Trebuie ca variaţia lui f să urmeze strîns legea de mai sus, dacă vrem ca protonul să rămînă pe aceeaşi traiectorie.

Valoarea cîmpului magnetic determină saturarea mai mult sau mai puţin a unui miez de ferită, care produce prin inductanţa corespunzătoare, modificarea frecvenţei oscilatorului electronic. Această modulaţie de frecvenţă se face cu o precizie de $\pm 7.10^{-4}$, utilizînd pentru aceasta şi alte dispozitive de corecţie. Probleme importante au ridicat amplificarea oscilaţiilor şi introducerea lor în dispozitivul de accelerare. Amplitudinea tensiunii de accelerare este între 3 şi 8 kV. Ea este aplicată după ce protonii injectaţi au circulat de cîteva zeci de ori pe orbită, datorită creşterii fluxului magnetic. Apoi cînd s-a ajuns la energia maximă, se taie înalta frecvenţă. Aceasta se întîmplă după 4,5 milioane rotaţii, adică după un parcurs egal cu de două ori şi jumătate distanţa de la pămînt la lună. Accelerarea are loc în 3,3 s. La fiecare puls corespunde un număr mediu de circa 10^{10} protoni. Intensitatea fasciculului poate fi reglată; la fel şi energia particulelor.

La sfîrşit, pîlcul de protoni este deviat din traiectoria de echilibru, spre interior sau exterior, spre a cădea pe o ţintă. Pentru o deviere spre interior se măreşte cîmpul magnetic după întreruperea înaltei frecvenţe; o operaţie în sens invers sau modificarea frecvenţei oscilatorului aduce fasciculul pe o ţintă exterioară traiectoriei de echilibru. Din cauza extinderii lente a traiectoriei, acelaşi pîlc poate da mai multe ciocniri pe ţintă.

O problemă principală este protecţia personalului contra radiaţiilor. Alături de rotonda sincrofazotronului este o mare sală cu aparate de măsură unde pătrund fasciculele de particule rezultate după ciocnirea pe ţintă. Despărţirea între aceste săli se face printr-un zid de beton de 9 m grosime prin care sînt prevăzute găuri pentru trecerea fasciculelor. De fapt nici în această sală nu este prezentă vre o persoană în timpul funcţionării sincrofazotronului, aparatele funcţionînd automat şi înregistrînd observaţiile. Personalul se găseşte într-o altă clădire vecină la circa 100 m. Acolo sînt maşinile de alimentare a electromagnetului, pupitrul de comandă şi unele aparate înregistratoare.

Aparatele cu care se studiază reacţiile între particulele rezultate la împrăştierea pe ţintă, sau mai tîrziu, în principal sînt: camere cu ceaţă, camere cu bule, scentilatoare, emulsii fotografice şi mari electromagneţi pentru selectarea particulelor de anumit moment; alte dispozitive electronice complexe permit măsurarea vitezei şi energiei particulelor. Se urmăreşte să se determine legile de interreacţiune ale particulelor şi proprietăţile particulelor elementare instabile, cum sînt mezonii grei, hiperonii şi alte particule noi. Astfel cu un accelerator de 6 MeV s-a descoperit anul trecut în S.U.A. antiprotonul şi antineutronul. La Dubna încep acum cercetări în legătură cu procese elementare care cer energii peste 6 MeV şi care vor conduce desigur la descoperiri noi în domeniul fizicii nucleare.

Avînd în vedere că o asemenea maşină acceleratoare se construieşte în 4—5 ani, proiecte noi există de acum pentru a se realiza acceleratoare pentru energii şi mai mari. Pe principiul sincrofazotronului, cu gradient constant la focalizare (n acelaşi de-a lungul orbitei) s-a dovedit că nu este economic să se construiască maşini mai mari de 10 MeV. Un serios proiect sovietic există de acum pentru construcţia unui accelerator sincrofazotron de 50—60 BeV, cu gradient alternant de puternică focalizare.

Costul unui sincrofazotron este ridicat din cauza electromagnetului. Intrefierul mare şi lărgimea mare a polilor este necesară pentru a acoperi camera de accelerare; dimensiile ei sînt mari din cauza oscilaţiilor pîlcului de protoni. Dacă s-ar putea reduce aceste oscilaţii, dacă s-ar putea focaliza mai bine pîlcul, s-ar reduce şi dimensiile electromagnetului. Oscilaţiile verticale devin cu atît mai mici cu cît indicele de cîmp n este mai mare, iar oscilaţiile radiale se reduc cu atît mai mult cu cît n coboară sub 1, trecînd eventual chiar la valori negative. Dacă, de exemplu, se ia $n = 300$ se obţine o foarte puternică focalizare verticală, dar în schimb în sens radial fasciculul devine divergent. Dacă se ia $n = -300$ atunci lucrurile se petrec invers.

În proiectul sovietic se propune ca asemenea elemente să se aşeze alternînd pe orbită şi se arată că efectul total este obţinerea unei traiectorii cu oscilaţii foarte reduse, atît în sens vertical cît şi radial. Se întîmplă acelaşi lucru ca atunci cînd se aşază una după alta la distanţa d două lentile, de aceeaşi distanţă focală f, una convergentă, alta divergentă; efectul total nu este nul, ci rezultă o convergenţă, ca şi cînd am avea o singură lentilă de distanţă focală $\frac{f^2}{d}$. Astfel în proiectul sovietic se obţin protoni la energii de 50—60 BeV, cu o maşină avînd 120 elemente alternante cu puternică focalizare, aşezate pe un cerc de 236 m rază, avînd o greutate de 22 000 t şi necesitînd o putere de alimentare de 100 000 kVA; dimensiunile camerei de accelerare se reduc la 6×10 cm. Una din dificultăţi va fi aşezarea şi fixarea cu precizia necesară a camerei de accelerare, între polii electromagneţilor. Pentru verificarea ipotezelor proiectului se construieşte azi în U.R.S.S. un model de 7 BeV.

Dar asemenea construcţii nu pot fi suportate din punctul de vedere al cheltuielilor şi al strîngerii personalului de specialitate, decît de cîteva mari state, sau de organizaţii ca Institutul Unificat de Cercetări Nucleare şi Centrul European de Cercetări Nucleare (C.E.R.N.). Necesitatea aceasta de colaborare în cercetările nucleare a apropiat în ultimul timp statele în acţiuni importante de colaborare paşnică, pe teren ştiinţific. Se adevereşte lozinca Conferinţei atomice de la Geneva (1955) « Atomul aduce lumii pacea ».

Inversor de fază cu o pentodă

CZ 621. 375. 127

În practica construcţiei amplificatoarelor de putere în contratimp, de multe ori apare necesitatea unei amplificări mici de tensiune (de 3—5), ceea ce duce la introducerea în schemă a unui tub în plus. În continuare se propune un montaj de inversare şi amplificare cu un singur tub (fig. 1).

Tensiunea de semnal care se aplică pe supresor influenţează modul în care curentul total se distribuie între placă şi ecran, şi anume creşterea potenţialului supresorului duce la creşterea curentului de placă şi la scăderea celui de ecran. În felul acesta tensiunea de placă şi de ecran variază în antifază, respectiv în fază, cu cea a supresorului, obţinîndu-se defazarea necesară excitaţiei etajului în contratimp. Dar, datorită variaţiei tensiunii de ecran se modifică şi curentul total, ceea ce duce la scăderea amplificării pe ecran. Creşterea rezistenţei de ecran nu constituie un remediu din cauza scăderii potenţialului continuu al ecranului.

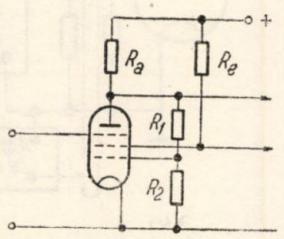


Fig. 1, Montaj de inversare şi amplificare cu un singur tub.

Pentru a elimina efectul nedorit al reacţiei ecranului se introduce pe grilă o reacţie de sens opus (adică negativă din punctul de vedere al ieşirii pe placă şi pozitivă din punctul de vedere al ieşirii pe ecran). Elementele reţelei de reacţie se aleg din condiţia de anulare reciprocă a efectelor celor două reacţii:

Influenţa tensiunii de ecran asupra curentului prin tub poate fi exprimată printr-o tensiune echivalentă pe grilă:

$$u_g = \frac{u_e}{\mu_e} \qquad (1)$$

în care $\mu_e = \frac{\partial u_e}{\partial u_g}$ coeficientul de amplificare pe ecran (am admis că influenţa tensiunii de supresor şi de placă asupra curentului catodic este neglijabilă).

Tensiunea adusă pe grilă prin reacţie este:

$$u_r = \frac{R_2}{R_2 + R_1} u_a$$

sau ţinînd seamă că $R_2 \ll R_1$ şi $u_a = u_e$ (condiţia de funcţionare simetrică a etajului în contratimp):

$$u_r \approx \frac{R_2}{R_1} u_e \,. \qquad (2)$$

Egalînd (1) şi (2), se obţine:

$$\frac{R_1}{R_2} = \mu_e. \qquad (3)$$

Verificarea experimentală a schemei s-a făcut cu ajutorul montajului din fig. 2. Polarizarea supresorului şi a grilei s-a obţinut cu ajutorul unor rezistenţe în catod. Datorită faptului că prin rezistenţele de negativare trece suma curenţilor de placă şi de ecran (curenţi ce sînt în antifază), n-are loc reacţia negativă de curent, ceea ce elimină necesitatea folosirii condensatoarelor de blocaj. Amplificarea montajului este de 8. Semnalul maxim nedistorsionat este de circa 25 V vîrf la ieşire. Prin urmare montajul poate fi folosit cu succes pentru excitaţia etajelor finale în contratimp a amplificatoarelor de cîţiva zeci de waţi, mai cu seamă cînd se impune economia maximă de tuburi.

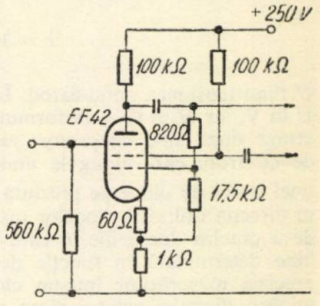


Fig. 2. Montaj pentru verificarea schemei propuse.

Schema este comodă pentru aplicarea reacţiei negative globale care poate fi adusă pe rezistenţa din catod.

Ing. *Vlad Pauker*

Metode noi de măsurare a cîmpurilor magnetice

CZ 621.317.42

Măsurarea cîmpurilor magnetice constante a fost totdeauna o problemă suficient de complicată în practică, diversele metode existente în trecutul recent nefiind reliabile.

În cele ce urmează se vor expune, pe scurt, problemele care au condus la dezvoltarea tehnicii măsurătorilor magnetice, după care se va trece la descrierea unor metode electronice recente de măsurare a acestor mărimi, găsite în literatură [1] [2].

O parte esenţială a instalaţiilor de studii nucleare o constituie acceleratoarele de particule. Dintre acestea sincrotroanele şi betatroanele comportă magneţi de dimensiuni foarte mari. Este evident că o astfel de piesă nu poate fi realizată decît după ce s-au făcut studii preliminare foarte înaintate. Este necesar ca mai întîi să se facă un proiect cît mai exact al magnetului, după care acesta este reprodus la scară pe un model. Se măsoară cîmpul magnetic realizat în model şi se verifică dacă are distribuţia şi intensitatea dorită. În afară de intensitate este absolut necesar să se măsoare gradientul cîmpului magnetic, deoarece se arată că traiectoriile particulelor sînt stabile numai dacă acest gradient relativ are valori cuprinse între anumite limite. Aceste măsurări trebuie efectuate cu precizii suficient de mari. Intensităţile cer precizii de ordinul a 1 la 1 000, iar direcţia cîmpului precizii de ordinul fracţiunilor de grad. Aceste cerinţe care erau relativ greu de realizat — dacă nu imposibil — prin metodele clasice — devin azi uşor realizabile prin metodele electronice. Dintre acestea, în articolul de faţă se vor descrie două metode: metoda diodei magnetometrice şi metoda bobinei vibrante.

Metoda bobinei vibrante comportă, în esenţă, o bobină care vibrează într-un ritm cunoscut în cîmpul magnetic de măsurat. În ea se dezvoltă o f.e.m. a cărei valoare este dB/dt. Presupunînd cîmpul uniform pe mica suprafaţă a bobinei şi notînd cu x coordonata centrului bobinei, f.e.m. indusă este kBv — unde k este o constantă iar $v = dx/dt$ — viteza instantanee a bobinei. Variaţia lui v fiind armonică în timp, variaţia f.e.m. induse va fi de aceeaşi natură, iar amplitudinea ei va fi proporţională cu numărul de spire, cu cosinusul unghiului φ format de normala la planul bobinei şi cîmp, şi cu amplitudinea cîmpului. Amplificînd această tensiune alternativă, detectînd-o şi măsurînd tensiunea continuă rezultantă, se obţine o indicaţie proporţională cu amplitudinea cîmpului şi cu celelalte mărimi enumerate mai sus. Amplificarea dispozitivului rămînînd constantă, ca şi caracteristica aparatului de măsură utilizat, acesta din urmă se poate etalona direct în valorile lui $B \cos \varphi$. Astfel de dispozitive sînt relativ uşor de realizat şi permit măsurarea unor cîmpuri constante sau foarte lent variabile în timp. În fig. 1 se dă schema bloc a unui astfel de dispozitiv.

Pe un principiu diferit se bazează funcţionarea diodei magnetometrice. Principiul său de funcţionare este înrudit cu acela al magnetronului, cîmpul magnetic de măsurat controlînd valoarea curentului anodic al diodei. Aceasta este cilindrică, cu încălzire directă sau cu catod cu oxizi, emiterul fiind situat în axul cilindrului circular constituit de anodul care colectează electronii emişi.

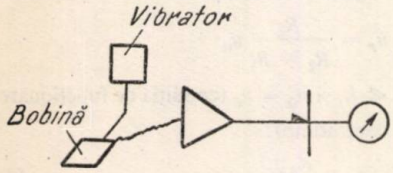


Fig. 1. Schema de principiu a unui dispozitiv de măsurare a cîmpurilor magnetice continuie cu ajutorul unei bobine vibrante

Pentru a înţelege mai bine funcţionarea acestui sistem se reaminteşte că introducînd o diodă într-un cîmp magnetic, mişcarea electronilor în interior va fi influenţată atît de cîmpul electric existînd între anod şi catod, cît şi de cîmpul magnetic exterior. În cazul diodelor cilindrice, electronii se mişcă pe traiectorii circulare cuprinse în planuri perpendiculare pe catod respectiv filament. Raza r a cercurilor este dată de formula:

$$r = 3{,}35\,\frac{U}{H} \qquad (1)$$

U fiind tensiunea anod-catod. În formula (1) r este dat în cm, U în V, iar H în G. Din formula (1) rezultă că mărirea lui H atrage după sine micşorarea razei r, şi implicit a numărului de electroni care ajung la anod. Caracteristicile $I_a - U_a$ ale unei astfel de diode se prezintă ca în fig. 2. Studiile efectuate în direcţia utilizării diodelor magnetometrice au căutat tocmai de a preciza domeniile în care variaţia curentului anodic este bine determinată în funcţie de variaţiile cîmpului magnetic, precizia măsurărilor într-un cîmp omogen şi precizia determinării direcţiei acestui cîmp magnetic. Rezultatele obţinute sînt promiţătoare. Astfel s-au realizat diode care permit măsurarea cîmpului magnetic terestru.

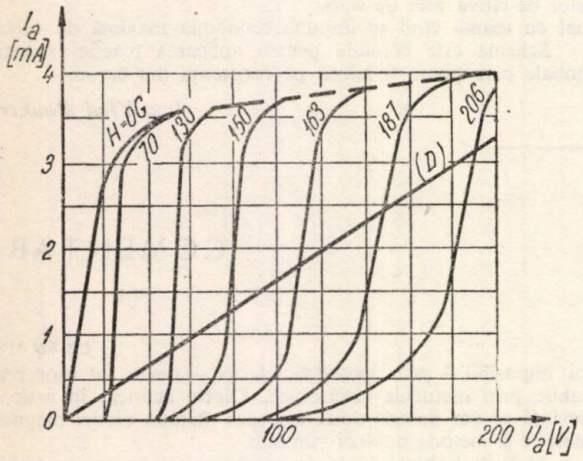


Fig. 2. Caracteristicile tensiune-curent ale unei diode magnetometrice.

În principiu, măsurarea se face în modul următor: se ridică mai întîi o familie de caracteristici ale diodei utilizate. Caracteristicile se ridică sub alimentare cu curent constant — stabilizat cu o precizie de 1 la 10^5. Diodele se introduc într-un cîmp magnetic omogen şi bine cunoscut, realizat cu un electromagnet puternic. Dioda se introduce apoi în cîmpul de măsurat şi se alimentează din nou sub curent constant. Montajul adoptat este, de exemplu, cel din fig. 3. Dioda este alimentată subcurent constant. Tensiunea de la bornele sale va măsura intensitatea cîmpului magnetic, cum rezultă din fig. 2.

Măsurarea lui U_a se poate face cu precizie mai mare utilizîndu-se o metodă de opoziţie ca cea din fig. 3. Aici partea principală o constituie un amplificator cu vibrator, care compară tensiunea anodică a diodei cu tensiunea luată de la un potenţiometru. Dacă cele două tensiuni sînt egale se poate considera că se aplică amplificatorului o tensiune constantă (fig. 4, *a*) care, deci, nu este amplificată. Dacă cele două tensiuni nu sînt egale, la intrare se aplică o tensiune dreptunghiulară (fig. 4, *b*) a cărei amplitudine măsoară tocmai diferenţa celor

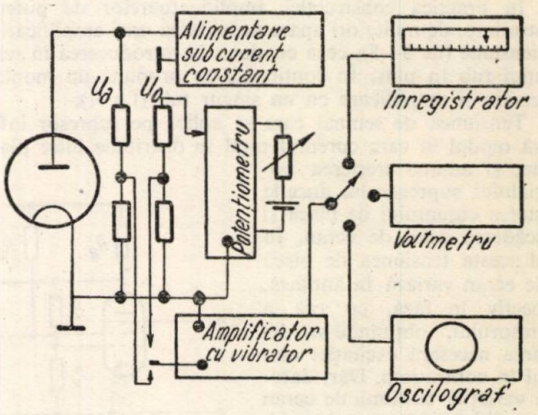


Fig. 3. Schema principiu a dispozitivului magnetometric.

două tensiuni aplicate la intrare. Tensiunea de la ieşirea amplificatorului se poate vizualiza cu osciloscopul catodic, se poate măsura cu un voltmetru electronic sau se poate înregistra. Metodele potenţiometrice fiind în general exacte, precizia obţinută este cu atît mai mare prin introducerea dispozitivului electronic. S-ar putea deci crede că prin astfel de dispozitive se pot realiza precizii ori cît de mari. În realitate apar unele limitări, din care cea mai principală stă tocmai în unele neregularităţi ale caracteristicilor diodelor magnetometrice. Aşa cum se constată din fig. 5 astfel de diode prezintă uneori neregularităţi destul de importante, în special bucle de histerezis.

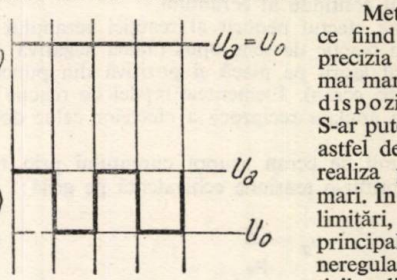


Fig. 4. Tensiunile aplicate: *a*-constantă; *b*-dreptunghiulară

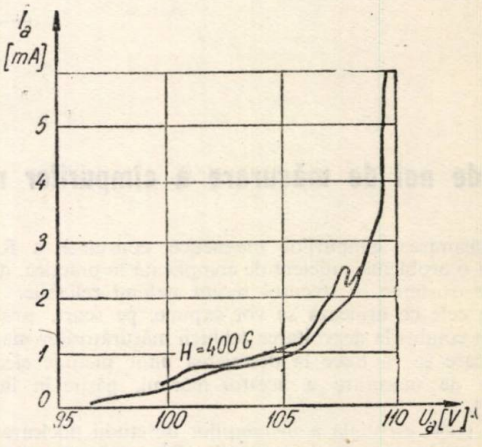


Fig. 5. Caracteristica reală a unei diode magnetometrice.

Cu toate acestea, alegînd convenabil dioda şi punctul de funcţionare se constată că metoda permite obţinerea preciziilor arătate în prima parte a expunerii. *E. N.*

BIBLIOGRAFIE

[1] NEYRON, A.: *L'ustilisation des diodes cylindriques pour la mesure des champs magnetiques.* L'Onde Électrique, 35 (1955) 344, p. 1070—1075.

[2] TAIB, J., GUILLON, H., GABET, A., MEY, J.: *Appareillage de mesure d'un champe magnetique variable.* L'Onde Électrique, 35 (1955) 344, p. 1076—1083.

REFERATE

AUTOMATICĂ

CZ 621—53

Asupra unui optim patratic generalizat. [După R. HERSCHEL: Regelungstechnik, 4 (1956) nr. 8, p. 190 şi nr. 9, p. 229].

Autorul reia problema criteriilor integrale de calitate pentru sistemele de reglare automată, pe baza lucrărilor lui A. A. FELDBAUM şi ale altor cercetători sovietici, în acest domeniu. Deşi articolele nu aduc nimic nou din punct de vedere teoretic, ele sînt interesante prin aplicaţiile pe care le conţin. Este folosit criteriul $I_3 = \int_0^\infty (x^2 + \lambda x'^2)\,dt$, unde λ este un parametru pozitiv arbitrar. Acest criteriu este mai puţin general decît criteriul lui A. A. Feldbaum, în care sub semnul integral intervine o funcţie oarecare, pozitiv definită, de variabilele sistemului. Totodată criteriul I_3 este mai general decît criteriul obişnuit bazat pe integrala $I_2 = \int_0^\infty x^2\,dt$. Autorul arată prin exemple că criteriul I_3 permite să se elimine inconvenientele criteriului I_2 şi arată că criteriul I_3 se poate aplica fără dificultăţi prea mari de calcul. Este remarcabil faptul că autorul încearcă să stabilească o metodă generală pentru conducerea calculelor astfel încît criteriul I_3 să se poată aplica oarecum automat.

M.V.P.

CZ 621—53

Asupra unor condiţii suficiente de stabilitate. [După V. V. DOBRONRAVOV: Avtomatika i Telemehanika, 17 (1956) nr. 3, p. 211—216].

În scopul studierii stabilităţii sistemelor automate, s-au elaborat numeroase criterii. Studierea stabilităţii acestor sisteme direct pe baza ecuaţiilor caracteristice respective se poate face cu ajutorul criteriului lui Hurwitz. Pe baza acestui criteriu nu se poate pune însă în evidenţă, decît în urma unui calcul foarte lung, mai ales pentru sistemele de ordin mai înalt, influenţa diverşilor parametri ai sistemului asupra stabilităţii. În scopul uşurării acestor calcule, autorul articolului, pe baza unor teoreme cunoscute din algebră, stabileşte unele criterii noi care furnizează condiţii suficiente de stabilitate ale sistemelor automate. În acest fel se evită calculul foarte laborios al determinanţilor lui Hurwitz, putîndu-se stabili direct, pe baza unei forme normalizate a ecuaţiei caracteristice a sistemului, stabilitatea acestuia, cu condiţia îndeplinirii anumitor condiţii între coeficienţii acestei ecuaţii, corespunzînd condiţiilor stabilite de către teoremele cunoscute mai de demult din algebră.

În acest fel se obţin într-un mod foarte simplu domeniile de stabilitate ale sistemelor considerate, punîndu-se în evidenţă totodată influenţa parametrilor sistemului asupra stabilităţii într-un mod mult mai direct decît cel corespunzător criteriului lui Hurwitz.

Gh.R.I.

CZ 621—52:519.2

Analiza statistică a preciziei de lucru a sistemelor automate conţinînd neliniarităţi esenţiale. [După J. E. KAZAKOV: Avtomatika i Telemehanika, 17 (1956) nr. 5, p. 385—409].

O problemă fundamentală în teoria sistemelor automate o constituie analiza preciziei de funcţionare a acestora în prezenţa unor perturbaţii aleatorii. Această problemă a fost rezolvată pentru sistemele liniare sau pentru cele care pot fi aproximate în acest fel, într-un mic interval de lucru, cu ajutorul calculului probabilităţilor. Pentru sistemele automate care conţin neliniarităţi esenţiale, cercetările sînt în curs de desfăşurare. S-au dezvoltat în acest sens, două metode aproximative, şi anume: una bazată pe calculul momentelor de ordin superior ale funcţiilor întîmplătoare şi cealaltă bazată pe analiza spectrală a funcţiilor întîmplătoare aplicate la intrarea sistemului automat neliniar.

În articol se indică o metodă de aproximaţie bazată pe liniarizarea statistică a elementelor neliniare din sistem, considerate fără inerţie. În acest fel, în cazul unui element neliniar, fără inerţie, funcţia întîmplătoare $X(t)$ se transformă în funcţia întîmplătoare $Y(t) = f[X(t)]$; se consideră descompunerea funcţiei întîmplătoare $X(t)$ în expresia sumei a două funcţii întîmplătoare: $X(t) = M_x(t) + X^0(t)$, în care $M_x(t)$ este valoarea medie corespunzătoare, iar $X(t)$ are o valoare medie nulă. Ideea fundamentală în liniarizarea statistică constă în considerarea unei expresii similare pentru funcţia întîmplătoare $Y(t)$ de la ieşirea elementului neliniar:

$$Y(t) \simeq k_0 M_x(t) + k_1 X^0(t),$$

în care k_0 şi k_1 sînt coeficienţii statistici de transfer ai elementului neliniar considerat. În continuare se stabilesc formule de calcul pentru aceşti coeficienţi cunoscîndu-se funcţia de distribuţie la un moment dat valorile funcţiilor întîmplătoare de la intrarea sistemului.

Se aplică aceste formule pentru unele elemente neliniare fără inerţie, avînd caracteristici tipice, şi se studiază precizia metodei de aproximaţie introduse. Se studiază apoi pe baza metodei de liniarizare statistică performanţele unui sistem automat neliniar supus unor perturbaţii funcţii întîmplătoare. În încheierea articolului se exemplifică dezvoltările prezentate pentru unele exemple concrete, indicîndu-se şi o serie de grafice ilustrative.

Gh.R.I.

CZ 621—53

Despre autonomia sistemelor interconectate. [După M. V. MEEROV: Avtomatika i Telemehanika, 17 (1956) nr. 5, p. 410—424]

Problema sistemelor automat cu interconexiuni apare foarte adesea în aplicaţiile mai complete de sisteme automate. În articolul de faţă se examinează condiţiile în care mai multe sisteme automate interconectate pot fi considerate independente din punctul de vedere al performanţelor respective. Această cercetare se face pentru mai multe cazuri şi anume: pentru cazul unor subsisteme cu cîte o singură constantă de timp, pentru cazul a cîte două constante de timp pentru fiecare subsistem, pentru cazul în care în fiecare dintre subsisteme se aplică cîte o reacţie suplimentară funcţie de mărimile de intrare ale celorlalte subsisteme şi pentru cazul general în care funcţiile de transfer ale subsistemelor respective sînt funcţii raţionale oarecare. În cazurile simple enumerate mai sus se găsesc drept condiţii pentru autonomia subsistemelor condiţiile ca, coeficienţii de amplificare respectivi să fie suficient de mari; în cazul general, pentru a fi satisfăcută această autonomie, pe lîngă condiţiile specificate mai înainte, mai este însă necesară utilizarea unor elemente corectoare, în care să se aplice mărimile de intrare ale celorlalte subsisteme. În ceea ce priveşte proiectarea sistemelor complexe, se pot folosi principiile de proiectare. din cazul sistemelor cu o singură mărime comandată. În continuarea articolului, se examinează problema autonomiei subsistemelor, atunci cînd o parte dintre acestea conţin elemente neliniare. În încheiere se exemplifică dezvoltările teoretice pe baza unui sistem automat de reglare a frecvenţei şi tensiunii unui generator sincron.

Gh.R.I.

CZ 621.315.211.2.002:621—531.2

O problemă de automatizare industrială: reglarea diametrelor cablelor izolate. [După M. GLEITZ: L'Onde Électrique, 36 (1956) nr. 352 (iulie), p. 629—633].

În prima parte a articolului se descrie instalaţia pentru acoperirea conductorilor cu izolament, care se reglează manual pentru a menţine diametrul cablului între anumite limite prescrise. Diametrul cablului izolat poate fi modificat prin intermediul unui variator de viteză, care acţionează asupra vitezei de trecere a firului neizolat prin camera de acoperire cu cauciuc şi prin instalaţia de răcire. Pentru a se putea realiza o automatizare a procesului, se subliniază necesitatea traducerii abaterilor diametrului cablului izolat faţă de valoarea prescrisă sub forma unor tensiuni electrice, care să acţioneze apoi asupra variatorului de viteză, spre a menţine diametrul în jurul valorii prescrise. În acest scop, s-a realizat un dispozitiv mecanic pentru

măsurarea diametrului cablului, situat la ieşirea tubului de vulcanizare al cauciucului, care fiind situat la o oarecare distanţă de locul de acoperire al firului cu cauciuc (circa 100 m), introduce de la sine o întîrziere în execuţia comenzii. Pentru eliminarea neregularităţilor firului, se foloseşte un filtru trece jos mecanic, care funcţionează ca integrator şi dă diametrul mediu. Diferenţa între diametrul efectiv şi cel prescris furnizează eroarea sistemului care acţionează asupra variatorului de viteză, atunci cînd diametrul efectiv depăşeşte pe cel prescris.

Pentru ca acţiunea asupra diametrului firului să aibe loc numai după ce acesta a fost măsurat, se introduce o întîrziere suplimentară între dispozitivul de măsurare al diametrului şi variatorul de viteză, spre a compensa întîrzierea datorată faptului că această măsurare se face la o oarecare distanţă de locul fabricării.

Sistemul automat este cu reglare discontinuă, avînd drept organ de execuţie un servomotor bifazat cu condensator. În articol se dau detalii privind construcţia întregii instalaţii automate şi se indică performanţele obţinute.

În încheierea articolului se studiază unele posibilităţi de ameliorare a funcţionării instalaţiei, şi anume utilizarea unui dispozitiv optic pentru măsurarea diametrului firului, studiul perturbaţiilor care intervin în sistem prin metode statistice şi studiul stabilităţii întregului sistem. *Gh.R I.*

CZ 621.34:621.316.718.5

Dinamica dispozitivului Ward-Leonard reglat în turaţie. [După H. BOSSHARD: Regelungstechnik, 4 (1956) nr. 10, p. 246—249 şi 11, p. 280—284].

La sistemele de reglaj pentru acţionare, parametrii sistemului sînt daţi, în general, în cea mai mare parte. Amplificarea este determinată de precizia de reglare cerută, constantele de timp ale maşinilor nu se pot modifica fără a modifica simultan şi factorii economici. Astfel circuitele de reacţie reprezintă singura posibilitate pentru a potrivi dinamica sistemului cu mijloace simple. Articolul se ocupă de dimensionarea optimală a elementelor de stabilizare a unui sistem de acţionare Ward Leonard, reglat în turaţie, sistem care se aproximează la gradul trei, în aşa fel încît să rezulte un regim tranzitoriu critic aperiodic. Măsurători comparative cu un simulator electronic arată în ce măsură este exact calculul teoretic. Se arată schema acestui simulator şi se dau rezultatele experimentale pe sistemul real şi pe model. Comparînd rezultatele experimentale şi cele teoretice se constată o corespondenţă mulţumitoare. *S.H.*

CZ 53.087.9:621.142

Conversiunea continuu-discret. [După M. L. KLEIN, F. K. WILLIAMS, H. C. MORGAN: Instruments and Automation, 29 (1956) nr. 5, p. 911—917].

Articolul se ocupă de acele sisteme de măsurare a mărimii lor fizice continue, în care rezultatele măsurării se obţin direct sub forma unui număr, exprimat într-un cod anumit. Această problemă — devenită actuală în urma dezvoltării sistemelor moderne de reglare automată, care folosesc tehnica maşinilor electronice numerice de calcul — este rezolvată de obicei cu ajutorul unor dispozitive electromecanice. Cu aceste dispozitive concurează în ultimii ani dispozitivele pur electronice de conversiune, cu care se ocupă autorii.

Se descriu, în trăsăturile lor esenţiale, principalele trei categorii de conversiune: codificarea în timp, codificarea prin comparaţie — sau cu reacţie şi codificarea în spaţiu. În momentul de faţă codificarea în spaţiu pare cea mai convenabilă. Codificarea prin comparaţie necesită circuite speciale pentru efectuarea unor operaţiuni logice, ceea ce atrage mărirea volumului instalaţiei. Totuşi, în urma dezvoltării tuburilor speciale, viitorul va aparţine, probabil, codificării prin comparaţie. Preciziunea conversiunii poate atinge cu oricare dintre aceste trei sisteme, 0,1%. Principalul avantaj al sistemelor pur electronice de conversiune constă în viteza lor mare de conversiune, care poate atinge prin folosirea tubului special de televiziune monoscop — 10 milioane de conversiuni pe secundă. Din acest motiv autorii cred că interesul acordat în momentul de faţă sistemelor electromecanice de conversiune este trecător, viitorul aparţinînd sistemelor pur electronice. Într-un alt articol, autorii descriu cîteva realizări industriale de asemenea sisteme [Practical Analog-Digital Converters, Instruments and Automation, 29 (1956) nr. 8]. *M.V.P.*

CZ 621.316.86

Contribuţie la calculul circuitelor cu termorezistenţe semiconductoare cu filament indirect. [După N. P. UDALOV: Avtomatica i Telemehanica, (1956) nr. 4, p. 340—342].

Se arată că mărirea curentului în circuitul de încălzire a termorezistenţelor semiconductoare cu filament indirect, are aceeaşi influenţă asupra termorezistenţei ca şi mărirea temperaturii mediului înconjurător. Pe baza studierii caracteristicilor voltamperice a termorezistenţelor semiconductoare cu filament indirect se propune, în calcule, înlocuirea acţiunii curentului din circuitul de filament, cu o creştere echivalentă a temperaturii. Pentru aceasta se introduce noţiunea de « caracteristică de filament ». Pentru obţinerea unei asemenea caracteristici este suficientă funcţia $R_t = f(I_f)$ adică curba rezistenţei termorezistenţei în funcţie de curentul din circuitul de filament la o temperatură constantă a mediului şi caracteristica temperaturii termorezistenţei. În încheiere se trag concluzii asupra cercetărilor întreprinse. *E.M.*

CZ 621.398:621.383

Aparate pentru telemăsură bazate pe folosirea celulelor fotoelectrice. [După V. MODONI: L'Elettrotecnica, 43 (1956) nr. 5, p. 250—255].

În majoritatea sistemelor de telemăsură, dispozitivul transmiţător exercită o reacţie asupra aparatului de măsură propriu-zis, ceea ce constituie un inconvenient. O metodă de a-l elimina este folosirea unei raze de lumină emisă de o sursă modulată în funcţie de valoarea mărimii de măsurat şi recepţionată de o celulă fotoelectrică. În prima parte a articolului sînt date caracteristici ale diverselor surse de lumină (lămpi cu incandescenţă) şi celule fotoelectrice, insistîndu-se asupra stabilităţii în timp. Pentru a reduce « îmbătrînirea » surselor, se recomandă subalimentarea lor, ceea ce însă atrage reducerea fluxului luminos şi deplasarea spectrului spre infraroşu. Corespunzător se aleg şi celulele fotoelectrice. În a doua parte sînt descrise mai multe sisteme de telemăsură bazate pe folosirea celulei fotoelectrice, dîndu-se detalii mai ales asupra unui tip recent. Acesta din urmă se caracterizează prin apariţia pe ecranul unui osciloscop catodic, la recepţie, a însăşi scalei instrumentului de măsură de la transmiţător, poziţia acului fiind indicată cu un indice luminos. Se compară între ele caracteristicile sistemelor descrise, arătîndu-se avantajele ultimului: insensibilitate la perturbaţii externe, inerţie extrem de redusă şi o mare flexibilitate care permite cele mai diverse aplicaţii. *I.L.*

ELECTRONICĂ

CZ 621.385.38

Întîrzierea aprinderii şi timpul de stabilire a descărcării în tiratron. [După H. APPEL şi E. FUNFER: Zeitschrift für angewandte Physik, 8 (1956) nr. 7, p. 322—327].

Întîrzierea aprinderii şi timpul de stabilire a descărcării sînt două noţiuni de importanţă, mai ales în circuite de impulsuri cu tiratroane, determinînd limitele pînă la care se pot folosi aceste circuite (frontul impulsului, constanţa în timp a momentului de aprindere etc.). În acest articol se dau rezultatele experimentale obţinute cu triode şi tetrode cu heliu şi argon. Durata impulsului de aprindere pe grilă se ia mare în raport cu durata descărcării, păstrîndu-se o amplitudine constantă a impulsului de grilă în timpul descărcării. Timpul de întîrziere a aprinderii este la triode de ordinul 10^{-8}s iar la tetrode de 10^{-7}. În comparaţie cu triode, la tetrode se poate distinge mai clar timpul de întîrziere şi timpul de stabilire a descărcării. La tetrode rezultă, de asemenea, un timp de stabilire constant în raport cu amplitudinea eficace a impulsului de grilă şi mai mic decît la triode. Comparînd rezultatele experimentale pentru timpul de întîrziere cu cele obţinute cu o formulă teoretică, se constată o concordanţă bună. Variaţiile timpului de întîrziere în condiţiile în care s-a experimentat sînt sub 10^{-11}s. *S.H.*

CZ 621.385.38:621—526

Comanda pe grilă a tiratroanelor, cu referire specială la aplicaţiile pentru servomecanisme. [După K. R. Mc LACHLAN: Journal of the British Institution of Radio Engineers, 16 (1956) nr. 12, p. 695—699].

Articolul începe cu o scurtă trecere în revistă a cîtorva metode de comandă pe grilă a tiratroanelor, subliniind deficienţele acestora în ceea ce priveşte stabilitatea, liniaritatea şi mărimea domeniului de reglaj.

Noua metodă propusă de autor cuprinde o schemă electronică mai complexă (6 tuburi), dar permite obţinerea unei liniarităţi şi stabilităţi bune, domeniu de reglaj al aprinderii de la 0 la 180° şi comoditate pentru aplicaţii în automatică, comanda putîndu-se face lesnicios cu o tensiune furnizată de un detector de eroare.

Pornind de la tensiunea sinusoidală a reţelei se obţine, după limitare şi integrare, o tensiune triunghiulară. Aceasta, suprapusă peste o componentă continuă, comandă pornirea unui circuit basculant care furnizează impulsurile de aprindere ale tiratronului. Momentul pornirii circuitului basculant este determinat de valoarea componentei continue suprapuse peste tensiunea de comandă triunghiulară şi variază liniar cu aceasta. *I.L.*

CZ 621.373.016.35

Oscilatori stabilizaţi cu punte şi derivatele lor. [După E. J. POST şi J. W. A. VAN DER SCHEER: Journal of the British Institution of Radio Engineers, 16 (1956) nr. 6, p. 345—350].

Prin termenul «stabilizare» se înţeleg două lucruri: controlul şi stabilizarea frecvenţei pe de o parte şi al amplitudinii pe de altă parte. Autorii consideră un circuit generalizat (fig. 1) şi trei variante posibile: prima, la care bucla de reacţie pozitivă este selectivă şi cea de reacţie negativă este aperiodică; a doua, la care rolul buclelor de reacţie pozitivă şi negativă este inversat prin înlocuirea în punte a impedanţelor în cruciş; în sfîrşit, a treia, la care avem un singur circuit de reacţie, ale cărui proprietăţi sînt determinate de punte. Se demonstrează pe cale analitică echivalenţa cazurilor de mai sus. Urmează o serie de aplicaţii. Considerînd cîţiva amplificatori determinaţi, se derivă variantele corespunzătoare ale oscilatorilor. O serie de variante, «degenerate» se obţin prin scurtcircuitarea unei impedanţe din punte. Printre circuitele astfel derivate există o serie de scheme de oscilatori deja cunoscute, care apar într-o lumină nouă precum şi unele scheme originale. *I.L.*

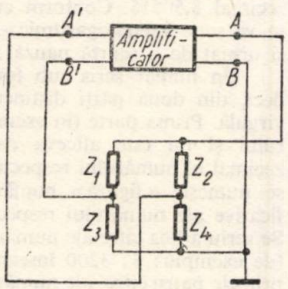


Fig. 1. Circuit generalizat al oscilatorilor stabilizaţi.

CZ 621.316.718.5.077.64

Un regulator electronic de turaţie. [După S. HINE: Electronic Engineering, 10 (1956) nr. 10, p. 448—449].

Regulatorul electronic descris mai jos poate controla viteza unui motor de inducţie în colivie de veveriţă cu poli îngropaţi cum este, de exemplu, motorul unui pick-up. Avantajul constă în aceea că motorul primeşte numai puterea necesară acţionării sarcinii, evitîndu-se astfel zgomote sau vibraţii suplimentare care au loc în lipsa acestui regulator sau în cazul unui regulator mecanic. Pe motor se află montat un tahometru-generator (un alternator cu magnet permanent) a cărui tensiune de frecvenţă proporţională cu turaţia se aplică unui discriminator. Tensiunea continuă dată de acest discriminator — proporţională cu turaţia — se aplică pe grila unui tub căruia îi modifică negativarea făcîndu-l să conducă atunci cînd motorul se abate de la frecvenţa normală. Curentul anodic al acestui tub modifică negativarea de pe grilele altor două tuburi a căror curent anodic alimentează motorul şi care în felul acesta este controlat. O scădere în viteză a motorului determină apariţia unei tensiuni pozitive la ieşirea discriminatorului, ceea ce determină apariţia unui curent prin tubul 1, care la rîndul său face să crească pozitivarea grilelor tuburilor 2 şi 3 crescîndu-le curentul anodic; motorul primind mai multă putere revine la viteza iniţială. *M.B.*

CZ 621.38:620.179.16

Aparate electronice auxiliare pentru controlul materialelor cu ultrasunete. [După E. KRAUTKRAMER: Electronische Rundschau, 10 (1956) nr. 4].

În legătură cu aparate cunoscute pentru controlul distructiv a materialelor şi pieselor cu ultrasunete se construiesc astăzi şi o serie de aparate auxiliare, care se folosesc mai ales la controlul pieselor în cantităţi mari sau cu dimensiuni mari, de exemplu controlul şinelor de cale ferată, indicatoare optice sau acustice ale defectelor, înregistratoare pentru defecte, controlul toleranţelor, sortarea unor piese etc. Se descriu asemenea aparate din punct de vedere a construcţiei şi a funcţionării. Se dau unele scheme bloc, dintre care menţionăm o instalaţie pentru controlul şinelor oferind posibilitatea de a observa simultan patru defecte în locuri diferite ale piesei şi semnalizarea optică. *S.H.*

CZ 681.142:621.38

Simulator electronic. [După G. WEITNER: Elektronische Rundschau, 10 (1956), nr. 4].

Se descrie un aparat cu care se pot observa la osciloscopul catodic fenomenele care se petrec în circuitele de reglaj automat. Datorită unei frecvenţe de repetiţie ridicate a perturbaţiei este posibil a renunţa la transmisia tensiunilor de curent continuu, fără a distorsiona în mod supărător fenomenele tranzitorii. Simulatorul este astfel construit ca să se poată aranja o serie de combinaţii. Este de remarcat că orice variaţie a constantelor de timp ale simulatorului se poate observa imediat. Prin completări simple se pot modela o serie de circuite de reacţie şi se pot determina experimental condiţiile pentru o comportare optimă. Se dă schema bloc cît şi schemele de principiu ale subansamblelor. Perturbarea se realizează prin impulsurile dreptunghiulare ale unui trigger Schmitt. *S.H.*

CZ 681.142:621.38

Un nou calculator electronic analog al Institutului de Automatică şi Telemecanică al U.R.S.S. [După GUROV, V. V., KOGAN, B. JA, TALANŢEV, A. D. ş.a.: Avtomatika i Telemehanika, 17 (1956) nr. 1, p. 19—35].

Utilizarea calculatorilor electronici analogi pentru rezolvarea problemelor neliniare, implică unele cerinţe suplimentare asupra calculatorului în ceea ce priveşte clasa de precizie a elementelor de calcul şi mărirea numărului acestora.

În articol se descriu calculatorul electronic analogic EMU-5, realizat în cadrul Institutului de Automatică şi Telemecanică al U.R.S.S., care permite rezolvarea problemelor neliniare, evitînd în acelaşi timp complicaţiile specificate.

Acest calculator electronic analog diferă de alte construcţii similare în ceea ce priveşte etajul de ieşire al amplificatorilor operaţionali, precum şi în ceea ce priveşte generatorii de funcţiuni şi blocurile de multiplicare.

Amplificatorii operaţionali folosiţi sînt de două tipuri: cu stabilizare automată a nivelului de zero, care se folosesc la efectuarea operaţiilor matematice fundamentale şi cu compensare cu triodă, care se folosesc la efectuarea unor operaţii neliniare.

Calculatorul se compune dintr-un bloc liniar, folosit pentru rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale liniare pînă la ordinul şase inclusiv, dintr-o parte neliniară care conţine generatorii de funcţii cu diode şi blocurile de înmulţire cu diode, care servesc la rezolvarea diferitelor ecuaţii diferenţiale neliniare, din blocul de alimentare şi din alte dispozitive suplimentare care lărgesc posibilităţile de calcul ale calculatorului.

În articol se dă o caracterizare generală a acestor părţi componente, specificîndu-se şi performanţele obţinute. *Gh.R.I.*

NUCLEONICA

CZ 539.157.07:621.38

Analizor electronic de timp, aplicat la măsurarea vieţii medii a stărilor nucleare metastabile. [După PER-ARNE TOVE: Nuclear Instruments, 1 (1957) nr. 2, p. 95—100].

Autorul descrie un analizor electronic de timp destinat să determine timpul dintre două emisii de fotoni γ şi, pe această cale, viaţa medie a unei stări nucleare metastabile (în domeniul sutelor de μ s).

Notăm cu γ_1 fotonul emis la intrarea în starea metastabilă şi cu γ_2 fotonul emis la sfîrşitul acestei stări. Ambii sînt detectaţi cu un contor cu scintilaţie şi separaţi cu două analizoare de amplitudine cu cîte un canal, reglate corespunzător unul pentru γ_1 şi altul pentru γ_2.

Impulsul corespunzător lui γ_1 declanşează deschiderea succesivă a unui număr de 20 de canale de numărare. Fiecare dintre acestea este deschis un timp predeterminat, după care se închide comandînd deschiderea următorului. Impulsul corespunzător lui γ_2 va trece printr-unul din aceste canale în funcţie de intervalul de timp care îl desparte de γ_1.

Cînd înregistrările diverselor canale sînt reprezentate grafic pe hîrtie semilogaritmică în funcţie de numărul de ordine al canalului, se obţine o linie dreaptă a cărei pantă este determinată de viaţa medie a stării metastabile.

Articolul cuprinde detalii atît asupra teoriei metodei cît şi asupra schemei electronice folosite. *I.L.*

CZ 621.387.4:621.314.7

Instrumente cu transistori pentru controlul radiaţiilor. [După W. G. SPEAR: Nucleonics 15 (1957) nr. 6, p. 100—103].

Sînt descrise aparate care alcătuiesc o serie completă pentru controlul radiaţiilor. Se utilizează aproape exclusiv transistori de largă circulaţie. Aparatele au o formă portabilă, compactă şi de greutate redusă. Pentru uşurinţa producţiei şi întreţinerii şi pentru robusteţe, se folosesc subansamble construite cu ajutorul circuitelor imprimate.

Seria cuprinde detectoare cu contori cu scintilaţie sau Geiger-Müller, pentru particule α, β, γ şi neutroni. În articol sînt date caracteristicile detectorilor folosiţi.

Subansamblele sînt următoarele:

a) Sursa de înaltă tensiune, folosind un oscilator blocat cu transistor, transformator ridicător, redresor cu seleniu şi stabilizator cu catodă rece, pentru toate aparatele din serie.

b) Amplificatorul, de impulsuri cu 5 etaje, cu amplificare 1 000. Este folosit în toate aparatele din serie afară de acelea pentru neutroni unde, pînă la procurarea transistorilor de î.f., se utilizează tuburi subminiatură.

c) Circuitul cadenţmetru pentru impulsuri, cu un multivibrator monostabil cu transistori şi circuit de mediere, comun pentru toate aparatele din serie cu modificări minime.

Din combinaţia acestor ansamble şi a detectorilor respectivi rezultă întreaga serie de aparate de control al radiaţiilor. Viitoarea etapă ar fi realizarea unui aparat unic, cu fotomultiplicator, la care să se poată schimba cristalele detectoare, pentru a constata prezenţa radiaţiilor α, β, γ sau a neutronilor. *I.L.*

CZ 621.039.42—5:536.45

O prima privire asupra comenzii reactorului cu fuziune. [După M. A. SCHULTZ: Nucleonics, 15 (1957) nr. 6, p. 76—79].

Autorul pleacă de la o lucrare precedentă de R. F. POST «Cercetări asupra fuziunii controlate — o aplicaţie a fizicii plasmei la temperaturi înalte». [Reviews of Modern Physics 28 (1956) p. 338]. În acea lucrare se punea problema posibilităţii de a realiza un reactor în care să aibă loc o reacţie termonucleară controlată.

Autorul îşi propune să atace problema comenzii unui asemenea reactor, considerîndu-l ca un sistem fizic dat de la care nu cunoaştem decît ecuaţiile cinetice care leagă cîteva variabile (de «intrare» şi «ieşire»). Nu se fac presupuneri asupra modalităţii de realizare a reactorului. El este o «cutie neagră».

Problemele de comandă, stabilitate şi viteză de răspuns pot fi tratate numai pe baza acestor ecuaţii, ca în cazul reactorului cu fisiune, unde metoda «cutiei negre» a dat rezultate bune.

După ce se expun cele două ecuaţii care descriu echilibrul de putere şi echilibrul densităţii de particule în plasmă, se aproximează aceste ecuaţii cu forme liniare cărora li se calculează funcţia de transfer care dă răspunsul variabilelor dependente la variaţii sinusoidale ale variabilei independente de la «intrare».

Cu aceste metode se deduc cîteva concluzii asupra stabilităţii reacţiei termonucleare funcţie de temperatură şi se găseşte că, în unele cazuri, sistemul de comandă e realizabil şi nu diferă principial de cel al reactorilor cu fisiune. *I,L.*

DIVERSE

CZ 512.3:517.94

O metodă rapidă pentru rezolvarea ecuaţiilor algebrice. [După R. OLDENBURGER: Regelungstechnik, 4 (1956) nr. 10, p. 261—266 şi 5 (1957) nr. 1, p. 15—19].

Multe probleme de fizică şi tehnică se pot reduce la ecuaţii diferenţiale cu coeficienţi reali şi, deci, la rezolvarea ecuaţiilor algebrice cu coeficienţi reali. În lucrarea aceasta se descrie o metodă dezvoltată de autor pentru rezolvarea unor asemenea ecuaţii algebrice în coeficienţi reali, a cărei aplicare — după cum afirmă autorul — cere numai o fracţiune din timpul necesar dacă s-ar aplica metoda lui Graeffe sau alte procedee clasice. Exemplificările care se dau se referă la ecuaţii de gradul 4 pînă la 6. Teoria poate fi însă extinsă şi la ecuaţii de grad superior. În practică se găseşte la ecuaţii de grad superior cel puţin o rădăcină reală. Rezolvarea se reduce deci şi în acest caz la cazuri tratate în acest articol. *S.H.*

CZ 511.18: 511.15

Scrierea semi-logaritmică a numerelor. [După M. DANLOUX-DUMESNILS: Mesures et contrôle industriel, 20 (1955) nr. 212, p. 21].

Autorul expune şi susţine propunerea matematicianului A. Lafay privitoare la scrierea numerelor sub o formă nouă, mai simplă. Numărul $3{,}2.10^8$ de exemplu, are logaritmul zecimal 8,50515. Conform cu propunerea discutată, numărul se va scrie «semilogaritmic»: 8;32 şi se va citi opt (accentuat şi urmat de o scurtă pauză); trei, doi.

Un număr scris sub formă semilogaritmică este format, deci, din două părţi distincte separate prin semnul punct şi virgulă. Prima parte (în exemplu: 8) se numeşte «talia» numărului şi nu este altceva decît «caracteristica» logaritmului zecimal al numărului respectiv. A doua parte (în exemplu: 32) se numeşte «figura» numărului şi reprezintă cifrele semnificative ale numărului respectiv (abstracţie făcînd de virgulă). Se scriu atîtea cifre ale numărului cîte sînt cunoscute cu precizie (de exemplu: 8; 3200 înseamnă că sînt cunoscute cu precizie primele patru cifre ale numărului). Dacă numărul este cunoscut cu precizie absolută, se pune un punct după ultima cifră (de exemplu: 8;32.).

Operaţiile cu numere scrise în noua formă sînt foarte simple.

Autorul recomandă călduros noul mod de scriere, care, după părerea lui, ar avea şanse să fie oficial adoptat dacă ar fi cunoscut în cercuri mai largi. *M.V.P.*

CZ 511. 118

Elemente de aritmetică binară. [După C. D'AMELIO: L'Elettrotecnica, 43 (1956) 5, p. 242—249].

Folosirea maşinilor electronice de calcul numeric-digitale ca şi progresele ciberneticii, au atras atenţia asupra sistemului de numeraţie binar, care este un sistem poziţional cu baza 2. El se caracterizează prin aceea că foloseşte o singură cifră semnificativă (1), 0 fiind un semn despărţitor.

În introducere autorul prezintă mai multe sisteme de numeraţie poziţionale, cu bazele 2, 3, 7 şi 20, comparîndu-le cu sistemul zecimal obişnuit. Se dau reguli de scriere a numerelor, adunare şi înmulţire, sintetizate în tabele. Trecînd apoi în particular la sistemul binar, se enunţă reguli pentru transcrierea numerelor scrise iniţial în sistem zecimal şi invers, precum şi reguli de adunare, scădere, înmulţire, împărţire şi extragerea rădăcinii patrate. Articolul se încheie cu o propunere, care constituie o contribuţie originală a autorului, referitoare la citirea numerelor scrise în sistemul binar. Metoda constă în a denumi cu litere poziţia cifrei semnificative socotită de la dreapta şi are avantajul că evită orice confuzie provocată de «mentalitatea zecimală». *I.L.*

RECENZII

CZ 621.385

PETRAȘCU, E.: **Tuburi electronice și funcțiunile lor**, vol. I. Editura Tehnică, București, 1956, 643 p.

Primul volum al lucrării prof. E. PETRASCU se prezintă masiv, aducînd în cele 643 pagini ale sale un material bogat privind atît tuburile electronice clasice și de frecvențe înalte, ca și unele probleme de circuite electronice: redresorii și oscilatorii.

Lucrarea este concepută în mod original, atît în ceea ce privește alegerea cît și tratarea materialului. Aceasta va reieși și din expunerea materialului tratat.

În esență, se tratează următoarele chestiuni: dioda, redresorii, trioda și tuburile multigrilă, oscilatorii și tuburile oscilatoare de frecvență foarte înaltă.

În general tratarea se face la un nivel înalt științific, prezentîndu-se un material bogat și variat, de cele mai multe ori inedit în literatura noastră. Prezentarea materialului se face pe larg, se insistă și asupra detaliilor iar la fiecare capitol se dau exerciții numerice care ilustrează problemele tratate în paragrafele precedente.

Prin modul în care se tratează materialul în cauză, cartea de față ridică și unele chestiuni de principiu. Anume, autorul a mers pe linia de a expune utilizările tuburilor imediat după tubul respectiv. Astfel de exemplu, după prezentarea emisiei electronice și a diodei, se trece imediat la studiul redresorilor. După tratarea tuburilor cu grile, se trece la studiul oscilatorilor etc.

Credem că este o metodă justă de a prezenta redresorii după diode, înțelegerea redresorilor ne necesitînd nici o cunoștință în plus. Această tratare are avantajul de a da imediat cititorului informații asupra utilizării diverselor tuburi.

În ceea ce privește însă tratarea oscilatorilor înaintea amplificatorilor, lucrurile sînt mai complexe. Nu se poate afirma — după părerea mea — că funcția de oscilator este mai specifică triodei, decît funcția de amplificator, sau funcția de modulator sau detector. Dar în mod firesc ne gîndim că în definitiv și diodele cu gaz pot oscila, și atunci ne întrebăm dece autorul nu a prezentat această funcționare la capitolul respectiv?

În ceea ce privește însă funcționarea triodelor ca amplificator, este clar că teoria oscilatorilor — așa cum este ea prezentată în volumul de față — este corectă, în sensul că se regăsesc aci toate rezultatele principale ale teoriei, plecînd de la studiile lui VAN DER POL. Singurul fapt surprinzător este că nu se amintește nimic despre acest nume, esențial totuși pentru toate studiile de oscilații neliniare.

Dar acest mod de prezentare al oscilatorilor înaintea amplificatorilor are un desavantaj și anume acela că nu poate face să intervină oscilatorii cu reacție care se studiază cu ajutorul relației lui Barkhausen sau cu ajutorul criteriului lui Nyquist. Desigur, sîntem conștienți de faptul că orice oscilator poate fi studiat perfect scriind ecuațiile diferențiale care îi corespund. Dar această metodă este greoaie uneori și pentru numeroase cazuri curente în practică, se pot utiliza metode mult mai simple și care conduc la același rezultat. Astfel încît din acest punct de vedere, ca și din acel al înțelegerii intuitive, credem că este preferabil să se trateze întîi amplificatorii — cel puțin sumar — trecînd apoi la studiul oscilatorilor. Repetăm deci, această ordine este după noi preferabilă nu numai din motive pedagogice ci și datorită faptului că permite introducerea unor criterii care altfel nu pot fi prezentate aci.

O altă caracteristică a lucrării de față este și faptul că se dă foarte mult material informativ auxiliar. Astfel se expune pe larg fenomenele electrice în gaze rarefiate — în legătură cu tuburile cu gaz — și se dau elemente de analiză Fourier în legătură cu studiul redresorilor.

În genere întreaga lucrare se caracterizează prin prezentarea unui material foarte bogat și foarte variat, ceea ce este foarte necesar în cazul literaturii noastre tehnice, în care astfel de date lipsesc cu desăvîrșire. Acum însă, după ce avem și în literatura noastră o carte de referință în care se prezintă un material teoretic bogat, credem că este necesar — sau cel puțin indicat — ca autorul să treacă la o nouă ediție în care să selecteze din bogatul material de care dispune, numai lucrurile esențiale și semnificative.

În afara marilor calități arătate mai sus — calități care fac ca lucrarea să fie foarte mult apreciată de către cei care învață problemele tuburilor electronice — lucrarea prezintă și unele aspecte mai curioase. Astfel în lucrare nu sînt prezentate contribuțiile romînești la problema oscilatorilor. Iar în ceea ce privește numele străine de cercetători în domeniul electronicii, ele în genere nu se dau decît atunci cînd este vorba de ruși sau sovietici.

Luată în totalitatea sa primul volum din tratatul prof. EMIL PETRASCU reprezintă un fapt foarte pozitiv pentru literatura noastră de specialitate. Varietatea materialului teoretic și grafic prezentat o fac să fie atractivă. Fotografiile de tuburi și numeroasele figuri sugestive fac ca fenomenele să poată fi urmărite cu ușurință.

Lucrarea și-a propus să fie de o ținută înaltă, analitică și în bună parte a reușit. Al doilea volum va fi desigur la înălțimea primului, completîndu-l. Poate că atunci cînd întreaga operă va fi apărut, unele critici formulate în legătură cu primul volum, vor apare neîntemeiate. *E.N.*

CZ 621.317.39:551.571

STERU, M.: **Măsurarea electrică a umidității materialelor**, Ed. Tehnică, București, 1957, 180 p.

Lucrarea prezintă metodele electrice rapide de control al umidității materialelor, care condiționează calitatea și caracteristicile unui mare număr de materii prime și produse din diferite ramuri industriale: agricultura, industria alimentară, textile, industria lemnului, petrolului, cărbunelui, industria chimică și farmaceutică, industria electrotehnică și energetică.

Se face o prezentare de ansamblu a problemei, analiza diferitelor metode electrice de măsurare a umidității și a fenomenelor fizice pe care aceste metode se bazează, deservirea aparaturii și se indică domeniile de utilizare. Din analiza fenomenelor fizice utile sau perturbatoare care se petrec în materialele umede, autorul caută să tragă concluzii practice sau să explice unele reguli stabilite prin experiență. Materialul utilizat la întocmirea lucrării este format din studii, comunicări, articole publicate în diverse țări, precum și din cercetările originale ale autorului.

În capitolul întîi, introductiv, se arată importanța practică a măsurării umidității, se definește «umiditatea» și se arată diversele moduri de legătură între material și apa conținută în el.

Capitolul al doilea citează, pe scurt, principalele metode neelectrice și electrice de măsurare a umidității.

În capitolul al treilea se analizează metodele bazate pe conductivitatea electrică a materialului.

Al patrulea capitol tratează despre metodele bazate pe permitivitatea dielectrică iar capitolul următor despre cele bazate pe pierderile dielectrice. În capitolul al patrulea se descrie schema, construcția și performanțele umidometrului electronic elaborat de autor.

Capitolul al șaselea expune o metodă electrică cu aplicare restrînsă, utilizînd fenomenul de încărcare electrostatică. Capitolul al șaptelea analizează trei metode electrice speciale pentru determinarea umidității transformatoarelor și mașinilor electrice: metoda «capacitate-frecvență», metoda «capacitate-temperatură» și metoda «rezistență-timp».

Capitolul al optelea arată problemele specifice de măsurări electrice a umidității la o serie de materiale precum: produse agricole și subprodusele lor, produse petrolifere, turnătorie, lemn, cărbune, textile etc.

Lucrarea lămurește numeroase aspecte ale metodelor de măsurare a umidității pe cale electrică și, după cunoștința noastră este prima monografie completă în acest domeniu. Socotim că lucrarea Ing. M. STERU ca oportună avînd în vedere contribuția pe care o va aduce la dezvoltarea acestor metode în țara noastră. *I. P.*

CZ 621.372.5.012

SOLODOVNIKOV, V. V., TOPCEEV, JU. I., KRUTIKOVA, G.V.: **Determinarea regimului tranzitoriu prin metoda caracteristicii de frecvență, cu tabele și monograme.** Gosudarstvennoe Izdatelistvo tehniko-teoreticeskoi literaturî, Moscova, 1955, 196 p.

În sinteza sistemelor automate, precum și a altor sisteme fizice, cunoașterea răspunsului tranzitoriu este esențială. Determinarea răspunsului tranzitoriu se poate face direct, pe baza ecuației diferențiale corespunzătoare, sau prin metoda transformării Laplace inverse, cunoscîndu-se funcția de transfer a

sistemului. În ambele cazuri este însă necesar să se găsească în prealabil rădăcinile ecuaţiei caracteristice, ceea ce prezintă în general dificultăţi de calcul deosebite. De aceea este preferabil ca răspunsul tranzitoriu să fie determinat prin metode aproximative, care să evite dificultăţile menţionate. O astfel de metodă de calcul este tratată în lucrarea de faţă.

În capitolul I se dau bazele teoretice necesare. După ce se arată metoda generală a transformării Laplace pentru determinarea răspunsului tranzitoriu al unui sistem fizic, se analizează legătura între răspunsul tranzitoriu şi răspunsul la frecvenţă. Pe această bază se expune o metodă grafoanalitică aproximativă de calcul a răspunsului tranzitoriu, bazată pe aproximarea părţilor reală şi imaginară a caracteristicii de frecvenţă prin funcţii trapezoidale.

În continuare se evaluează eroarea obţinută prin folosirea acestei metode de calcul, după care se consideră aplicarea metodei în cazul sistemelor automate. În această parte se expun anumite nomograme utile pentru găsirea răspunsului la frecvenţă al sistemului închis, din răspunsul la frecvenţă al sistemului deschis, cu ajutorul căruia se calculează apoi răspunsul tranzitoriu.

Capitolul II al lucrării este destinat expunerii unor exemple de calcul a răspunsului tranzitoriu pentru diferite sisteme. Se tratează astfel unele sisteme automate cu constante concentrate precum şi unele sisteme fizice care conduc la expresii transcendente pentru funcţia de transfer, evidenţiindu-se în acest fel generalitatea aplicabilităţii metodei de calcul a răspunsului tranzitoriu dezvoltată, pentru o vastă categorie de sisteme. Răspunsul tranzitoriu se calculează atît pentru semnale standard, cît şi pentru semnale oarecare.

În capitolul III se dau o serie de tabele şi nomograme utilizate pentru calculul răspunsului tranzitoriu, care permit un calcul foarte exact, şi rapid avînd intervale de interpolare mici.

În concluzie putem susţine deosebita importanţă şi utilitate a lucrării, pe baza căreia se poate calcula foarte rapid şi comod răspunsul tranzitoriu pentru orice sistem fizic în general şi pentru sistemele automate în particular. *Gh.R.I.*

CZ 621.372

BAYARD, M.: **Teoria reţelelor Kirchhoff.** Editions de la revue d'optique, Paris, 1954, 416 p.

Analiza şi sinteza reţelelor electrice cu constante concentrate prezintă o deosebită importanţă pentru întregul domeniu al electronicii. Din acest motiv, apariţia unei lucrări de sinteză a rezultatelor cele mai importante obţinute în acest domeniu este deosebit de preţioasă. Lucrarea conţine o introducere şi 25 de capitole.

După ce în introducere se prezintă unele consideraţii generale asupra reţelelor liniare, primele 3 capitole tratează regimul sinusoidal în circuite simple, reprezentarea vectorială a tensiunilor şi curenţilor, precum şi metoda reprezentării în complex. Capitolul IV conţine stabilirea sistemului de ecuaţii Kirchhoff în cazul cel mai general, iar capitolul V tratează regulile calculului matricial şi proprietăţile matricelor utilizate pentru studiul reţelelor electrice. În capitolul următor se studiază proprietăţile geometrice ale reţelelor, iar în capitolul VII se examinează noţiunile de admitanţă şi impedanţă generalizată pentru o reţea oarecare. Problema reţelelor duale este examinată în capitolul VIII, stabilindu-se diferite corespondenţe duale între reţele şi elemente de reţele. Cu ajutorul calculului matricial se examinează în următorul capitol proprietăţile generale ale multipolilor, după care urmează un capitol destinat stabilirii unor teoreme privind transformările echivalente ale reţelelor.

În capitolul XI se aplică chestiunile generale stabilite în cazul transformatorului electric, ideal şi real. Capitolul XII studiază problema reflexiunii şi repartiţiei energiei între diferite forme ale unei reţele, iar următoarele două capitole sînt dedicate studiului general al proprietăţilor de transfer şi filtraj ale cuadripolilor.

În capitolul XV se examinează proprietăţile cuadripolilor generalizaţi, caracterizaţi prin ecuaţii liniare diferite de ecuaţiile Kirchhoff obişnuite. Capitolul următor studiază liniile de transmisiune şi corespondenţa acestora cu cuadripolii. Următoarele capitole ale lucrării sînt dedicate studiului proprietăţilor analitice ale reţelelor şi metodelor de sinteză ale acestora. Astfel, după ce în capitolul XVII se examinează proprietăţile analitice ale impedanţelor şi matricelor de impedanţă, în capitolul XVIII se tratează problema sintezei dipolilor pur reactivi, iar în capitolul XIX sinteza reţelelor pur reactive.

În capitolul XX se examinează metodele generale de sinteză ale dipolilor, iar în capitolul XXI se tratează problema sintezei reţelelor reductibile la dipoli. Capitolul următor este dedicat sintezei liniilor artificiale, iar ultimele capitole sînt dedicate unor probleme speciale de sinteză. Astfel se tratează în capitolul XXIII problema sintezei reţelelor cu matrice reduse, apoi în capitolul XXIV sinteza reţelelor generale de un ordin oarecare cu ajutorul unei reţele auxiliare pur reactive şi însfîrşit în ultimul capitol se examinează sinteza reţelelor cu un număr minim de elemente.

În afară de acest bogat material, lucrarea mai conţine pentru fiecare capitol în parte referinţe bibliografice, precum şi exerciţii aplicative.

Datorită conţinutului tratat într-un mod riguros şi concis, care prezintă într-un mod complet problemele fundamentale ale sintezei circuitelor electrice pasive, lucrarea este de cea mai mare însemnătate pentru întregul domeniu al electronicii în general şi pentru automatică, în special.

Gh.R.I.

CZ 621-372.55 : 621—52

Reţele corectoare în automatică. [Izdatelistvo Inostronnoi Literaturî, Moscova, 1954, 520 pag.].

În proiectarea sistemelor de comandă automată, reţelele corectoare au o importanţă esenţială în ceea ce priveşte ameliorarea anumitor performanţe sau chiar modificarea anumitor performanţe în conformitate cu cerinţele de proiectare. În acest fel, analiza şi sinteza reţelelor corectoare a devenit astăzi o disciplină de sine stătătoare, constituind însă în acelaşi timp un capitol fundamental pentru întreaga automatică.

Lucrarea constituie o culegere sistematizată de articole apărute în literatura de specialitate, în legătură cu analiza şi sinteza reţelelor electrice. Întregul material a fost împărţit în 8 capitole.

Primul capitol este consacrat metodelor generale de analiză a circuitelor electrice liniare. Astfel se expune utilizarea calculului matricial în analiza circuitelor electrice liniare, proprietăţile structurale ale reţelelor, studiul general al cuadripolilor cu ajutorul calculului matricial, teoremele generale ale reţelelor liniare, transformările echivalente ale reţelelor, diagramele generale ale cuadripolilor şi analiza cuadripolilor activi.

Capitolul următor intitulat «Metodele de construcţie ale caracteristicilor reţelelor corectoare» se ocupă de legătura dintre caracteristicile logaritmice de frecvenţă şi caracteristicile tranzitorii corespunzătoare, în cazul sistemelor în circuit închis. În legătură cu această problemă fundamentală în teoria sistemelor automate, se dau o serie de nomograme foarte utile în proiectare, expunînd legături între diverşii parametri caracteristici celor două tipuri de răspunsuri ale sistemelor considerate care permit să se stabilească caracteristicile necesare ale reţelelor corectoare pentru o anumită aplicaţie dorită.

Capitolul III este intitulat «Bazele matematice ale sintezei circuitelor după funcţii de intrare sau de transfer date». În acest cadru se studiază proprietăţile analitice generale ale circuitelor electrice pasive cu constante concentrate, în legătură cu problema generală a sintezei. În capitolul următor se studiază metodele generale de sinteză ale reţelelor reactive cu pierderi *RL* şi *RC*, problema realizabilităţii fizice a cuadripolilor, sinteza generală a dipolilor *RLC*, sinteza cuadripolilor reactivi în scară şi sinteza multipolilor pasivi constînd din cuadripoli conţinînd numai cîte o singură rezistenţă ohmică.

Capitolul V este dedicat metodelor generale de sinteză ale reţelelor *RC*: sinteza reţelelor *RC* cu ajutorul polinoamelor lui Cebîşev, sinteza reţelelor *RC* cu ajutorul localizării zerourilor şi polurilor funcţiei de transfer, precum şi realizarea fizică a funcţiilor de transfer, avînd polurile numai pe axa reală negativă a planului *s*.

În capitolul VI se studiază sinteza reţelelor corectoare pentru sistemele de curent continuu, cît şi pentru cele de curent alternativ.

După ce se consideră cazul reţelelor corectoare cu rezistenţe constante, se analizează reţelele corectoare tip *RC* de

curent alternativ, reţelele corectoare cu reacţie internă, precum şi reţelele de compensare.

Ultimele două capitole sînt consacrate problemei generale a sintezei reţelelor corectoare pentru sistemele de comandă automată.

Astfel în capitolul VII se studiază această problemă pentru sistemele de curent continuu. După ce se tratează separat sistemele cu defazare minimă de cele care nu sînt cu defazare minimă, se trece la realizarea funcţiei de transfer corectoare pentru astfel de sisteme sub forma unor reţele *RC* de diferite structuri (în latice simetrică, în scară, precum şi structuri mixte), după care se tratează realizarea funcţiei de transfer sub forma unor reţele active, avînd o reacţie pozitivă internă. În ultimul capitol se consideră cazul sistemelor automate de curent alternativ, pentru care se dezvoltă metode grafice şi grafo-analitice de sinteză.

Prin bogatul material conţinut, lucrarea este de o mare valoare în problema generală a sintezei sistemelor automate, necesitînd însă cunoştinţe temeinice din acest domeniu, precum şi cunoştinţe matematice de bază. În acelaşi timp însă lucrarea este valoroasă şi pentru capitolul general al analizei şi sintezei circuitelor electrice, care a devenit astăzi foarte important în atîtea alte domenii ale electronicii. *Gh. R. I.*

CZ 621.37/38

MARTIN L. THOMAS.: **Circuite electronice.** Englewood Cliffs, Prentice – Hall, Inc. 1956, 707 p.

Cartea prof. Martin din S.U.A. constituie o remarcabilă expunere a bazelor circuitelor electronice, prezentînd un vast material tratat în mod modern. Pe baza prezentării calitative a fenomenelor, se expun bazele matematice necesare pentru calcul şi se discută probleme de proiectare. Lucrarea este împărţită în trei părţi distincte: introducere, circuite funcţionînd în clasă A şi funcţionarea circuitelor în regim discontinuu.

Prima parte cuprinde două capitole, în cadrul cărora se expun noţiunile de bază privind circuitele echivalente ale tuburilor electronice şi ionice şi a transistorilor, precum şi elementele de bază pentru analiza circuitelor electrice, insistîndu-se în deosebi asupra transformatei Laplace. Cea de-a doua parte a cărţii cuprinde 9 capitole. După ce se expune în primul dintre acestea, principiile de funcţionare ale tuburilor electronice ca amplificatoare, tratîndu-se caracteristicile diferitelor tipuri de montaje folosite (cu catodul, grila, sau anodul la masă), în următorul se analizează amplificatoarele de tensiune cu un singur etaj în regim staţionar şi tranzitoriu, pentru diverse tipuri: cu cuplaj *RC*, amplificator video, amplificator cu unul şi cu două circuite acordate. Analiza regimului tranzitoriu al acestora se face în mod riguros folosindu-se calculul operaţional. Următoarele două capitole cuprind analiza în regim staţionar şi tranzitoriu a amplificatoarelor cu mai multe etaje, tratîndu-se în acest cadru şi amplificatoarele cu sarcină distribuită. În capitolul următor se tratează influenţa reacţiei negative asupra performanţelor amplificatoarelor, se prezintă unele montaje tipice de reacţie şi se discută problema stabilităţii acestora cu ajutorul criteriului Nyquist şi Routh-Hurwitz. Capitolul opt al lucrării conţine principiile de bază ale amplificatoarelor cu transistori de diverse tipuri, iar capitolul nouă este dedicat studiului zgomotelor în amplificatoare cu tuburi şi transistori. În capitolul următor se tratează circuitele cu rezistenţă negativă şi oscilatoarele electronice de diverse tipuri funcţionînd în clasă A, iar în capitolul 11 se tratează influenţa neliniarităţilor circuitelor funcţionînd în clasă A asupra performanţelor acestora. Cred că nu se insistă suficient în cadrul acestei părţi a lucrării asupra oscilatoarelor electronice şi asupra amplificatoarelor de putere în clasă A. Partea a treia a lucrării conţine şapte capitole. În primul se tratează amplificatoarele electronice de putere în regim discontinuu (cl. B. şi cl. C). Se prezintă relaţiile generale de calcul şi se discută unele probleme de proiectare, această parte fiind însă insuficient dezvoltată. De asemenea se tratează oscilatorii de putere în cl. C. În capitolul 13 se tratează probleme ale modulaţiei de diverse tipuri şi se prezintă circuite de modulare corespunzătoare pentru modulaţia de amplitudine, frecvenţă şi fază. Capitolul următor este dedicat redresorilor. în cadrul căruia se prezintă o analiză detailată a performanţelor diverselor montaje, cu diferite tipuri de filtre. Capitolul 15 tratează problemele fundamentale ale detecţiei şi amestecului de frecvenţe, atît pentru modulaţia de amplitudine cît şi pentru cea de frecvenţă. Capitolul următor conţine probleme de bază ale funcţionării amplificatoarelor magnetice, expunîndu-se caracteristicile acestora în regim staţionar. În capitolul 17 se tratează circuitele generatoare de oscilaţii de forme diferite, circuite de diferenţiere şi integrare, limitori, circuite de calcul şi circuite de coincidenţă şi selecţie, atît cu tuburi, cît şi cu amplificatori, magnetici. În ultimul capitol se analizează funcţionarea circuitelor basculante, expunîndu-se diverse circuite de multivibratoare, atît cu tuburi cît şi cu amplificatori magnetici. Se tratează de asemenea oscilatorii cu blocaj, precum şi circuitele basculante cu transistori. De asemenea, în cadrul fiecărui capitol se prezintă probleme legate de conţinutul respectiv al acestuia. Întregul material expus este tratat la un înalt nivel ştiinţific, fiind în acelaşi timp expus într-un mod deosebit de clar şi atractiv. Faptul că autorul a sistematizat materialul în modul indicat, consider că constituie încă o calitate a lucrării. De asemenea trebuie remarcat că autorul prezintă o serie de rezultate noi apărute în revistele din ultimii ani ca şi faptul că întregul material este tratat într-un mod mai original faţă de alte lucrări similare mai vechi. Pe baza materialului expus în lucrare se pot obţine cunoştinţele de bază necesare vastului domeniu al circuitelor electronice, care apoi poate fi aprofundat în anumite direcţii, chiar pe baza bibliografiei indicate de autor. Datorită tuturor acestor calităţi, lucrarea este deosebit de valoroasă şi are o mare importanţă practică pentru toţi acei care doresc o documentare în domeniul circuitelor electronice. *Gh. R. I.*

Un simposion internațional despre teoria schemelor cu contacte

CZ 621.316.3 : 591.1 : 061.3

În zilele de 2, 3, 4 și 5 aprilie 1957, în Laboratorul de Calculare al Universității Harvard (S.U.A.) a avut loc un simposion despre problemele schemelor cu contacte. În afara referatelor ținute de membrii universității Harvard, s-au mai susținut lucrări de către delegați din (în ordinea expunerii): S.U.A., Elveția, U.R.S.S., Suedia, R. F. Iugoslavia, R. Cehoslovacia, Belgia, Spania, Olanda, R. F. Germană.

Lucrările simposionului au fost organizate pe ședințe, după subiectul central în jurul căruia se axau comunicările respective. În afara ședinței de deschidere, au mai fost două ședințe despre modelele abstracte, o ședință despre rețele cu contacte, două despre logica circuitelor cu transistori și elemente magnetice, o ședință despre sisteme de comutare și, în fine, ședința finală închinată noilor tipuri de comutatoare și discuțiilor asupra expunerilor făcute.

Ședința de deschidere a fost prezidată de cunoscutul om de știință H. AIKEN, directorul Laboratorului de calculare. În aceeași ședință, în afara unor discursuri generale rostite de Mc G. BUNDY, decanul Facultății de Arte și Științe de la Harvard și J. H. VAN VLECK, decanul Facultății de Inginerie și Fizică Aplicată de la Harvard, s-au prezentat lucrările: Tratarea analitică a funcțiilor reale date numai în puncte discrete (BALTH VAN DER POL, director emerit al Uniunii Internaționale de Telecomunicații, Geneva) și Cercetările efectuate în Uniunea Sovietică asupra teoriei comutării (Prof. M. A. GAVRILOV, Academia de Științe, Moscova).

În cele două ședințe dedicate modelelor abstracte, s-au prezentat în total 11 comunicări: « Metode de topologie algebrică utilizate în sinteză » (J. P. ROTH, I. B. M.), « Descompunerea funcțiilor de comutare » (R. L. ASHENHURST, Harvard), « Independență logică și de alte tipuri » (G. KIELLBERG, Eriksson, Stockholm), « Unele aplicații ale hărților de descompunere » (TH. SINGER, Datamatic Corp.), « Transformări de rețele echivalente cu ajutorul funcțiilor caracteristice » (A. G. LUNTS, Institutul Electrotehnic din Leningrad). Menționăm cu această ocazie că lucrările Prof. LUNTS sînt astăzi binecunoscute în S.U.A., unde unele din rezultate au fost prelucrate și de către colaboratori ai Laboratoarelor Bell.

A doua ședință consacrată modelelor abstracte a fost deschisă prin comunicarea « Mulțimi — Logici — Mașini » (G. KUREPA, Directorul Institutului de Matematici din Zagreb). Au urmat comunicările: « Logica structurii automate » (A. W. BURKS, prof. de filosofie, Universitatea Michigan), « O algebră pentru transductori de secvențe binare, periodice, variind liniar în timp » (D. A. HUFFMAN, M. I. T.), « O teorie a circuitelor asincrone » (D. E. MULLER, Universitatea Illinois), « Unele aplicații ale teoriei graficelor în sinteza rețelelor de comutare » (R. GULD, Harvard), « Unele aplicații ale grilelor de contacte » (A. SVOBODA, Directorul Inst. de Mașini Matematice a Acad. de Științe din Praga). Cu aceasta s-a terminat seria comunicărilor axate pe problema modelelor abstracte.

Ședința următoare a fost dedicată rețelelor cu contacte. Dintre lucrările prezentate semnalăm: « Relația dintre teoria rețelelor cu contacte » (VITOLD BELEVITCH, Directorul Comitetului pentru studierea și utilizarea calculatorilor electronici, Bruxelles), « Metode matriciale în teoria comutării » (W. SEMON, Harvard), « O teorie matematică pentru sinteza rețelelor cu contacte cu ieșiri multiple » (GELLIUS POVAROV, cercetător principal, Academia de Științe a U.R.S.S.).

Problemele logicii circuitelor cu transistori și elemente magnetice au format obiectul a două ședințe. Se remarcă lucrările « Principiile transfluxorilor și circuitele cu miez » (J. RAICHMAN, R. C.A.), « Sisteme de memorare cu matrice cu intrări multiple » (R. C. MINNICK, Harvard), « O nouă metodă pentru proiectarea circuitelor logice cu semiconductoare, caracterizate prin nivel mic și viteză mare » (W. B. CAGLE, Bell Lab. și W. CHEEN), « Circuite logice cu miezuri magnetice » (W. D. WOO, Datamatic Corp.), « Remagnetizare rotațională » (H. B. CALLEN, Univ. Penssylvania), « Selectori magnetici » (M. KARNAUGH, Bell Lab.), « Utilizarea dispozitivelor logice cu utilizări multiple » (B. DUNHAM, I. B. M.).

Ședința închinată sistemelor de comutare a avut pe ordinea de zi șase comunicări, printre care: « Stadiul circuitelor de calcul avînd elemente cu memorie » (A. VAN WIINGAARDEN, conducătorul secției de calculare a Centrului Matematic din Amsterdam), « Observații asupra proiectării circuitelor secvențiale » (M. RUBINOFF, Univ. Penssylvania), « Cel mai scurt drum printr-un haos » (E. F. MOORE, Bell Lab.).

În ultima ședință s-au prezentat cinci lucrări, printre care: O metodă grafică pentru sinteza multipolilor cu contacte » (V. N. ROGINSKII, Cercetător principal al Academiei de Științe din U.R.S.S.), « comutatori chimici » (B. K. GREEN, N. C. R. Co.), « Logica microundelor » (W. D. LEWIS, Bell Lab.).

Participanții la congres au vizitat cunoscutul laborator de calculare al Universității Harvard.

Din tematica lucrărilor prezentate rezultă că astăzi problemele rețelelor cu contacte formează obiectul a numeroase studii procupînd un mare număr de cercetători din diverse țări. Este ocazia să reamintim că deși nu figurează la lucrările acestui simposion, la noi în țară există o adevărată școală în această direcție, conducătorul ei fiind — după cum se știe — acad. Gr. C. MOISIL.

E.N.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621—52.681.142

VAZACA, CHR.:

Принципы элекотрнного моделирования автоматических систем.

Automatica şi electronica, I (1957) № 2, стр. 45—55.

Подчеркивается преимущество вычислительных машин непрерывного действия над вычислительными машинами прерывного действия в задачах автоматики. Указывается различие между применением вычислительных машин непрерывного действия, как вычислителей и как моделирующих устройств.
Основные звения, входящие в состав схем непрерывного вычисления или в состав электронных моделирующих устройств данны в синоптической таблице. Ряд примеров разъясняют способы применения этих звеньев для вычисления и электронного моделирования некоторых линейных и нелинейных задач.

ДК 621.316.7.077.6:621.318.5.061

IOANIN, GH.:

Применения метода таблиц для расчета релейно-контактных схем.

Automatica şi electronica, I (1957) № 2, стр. 55—61.

Приводится практический метод для быстрого расчета релейно-контактных схем. Ряд примеров разъясняют способ применения метода. Даны необходимые доказательства для понимания метода.

ДК 621.3.011.4

DRĂGĂNESCU, M.:

Нелинейные емкости.

Automatica şi electronica, I (1957) № 2, стр. 61—65.

Рассмотрены типы нелинейных емкостей, встречающихся в электронике. Предлагается общая классификация нелинейных емкостей. Уточняются понятия «статической емкости», «нелинейной емкости», «эквивалентной емкости на переменном токе».

ДК 621.375.121

BIRNBAUM, M.:

Широконолосные усилители с положительной обратной связью.

Automatica şi electronica, I (1957) № 2, стр 66—71.

Рассмотрены две усилительные схемы с положительной обратной связью, предложеные в литературе.
Описывается усилительная схема с двумя лампами с положительной обратной связью, с выходом на катоде; приводится сравнение между оптимальной отдачей рассмотренной схемы и отдачей усилителя с двумя тождественными каскадами *RC*. Рассмотрена также усилительная схема с двумя лампами с положительной обратной связью с выходом на аноде второй лампы и приведены условия, в которых отдача схемы оптимальна. Указаны также ограничения в применении подобных схем.

ДК 621.384.6

ŢINTĂ, F.:

Ускорители частиц.

Automatica şi electronica, I (1957) № 2, стр. 71—78.

Изложены общие физические и технические проблемы ускорителей частиц, причем особое внимание уделено принципам их действия.

ДК 621.384.612 (S)

TĂNĂSESCU, T.:

Синхрофазотрон на 10 Бэв.

Automatica şi electronica, I (1957) № 2, стр. 79—82.

После изложения физических и технических проблем, связанных со созданием синхрофазотрона, описывается синхрофазотрон на 10 Бэв, принадлежащий Объединенному институту ядерных исследований (Дубно) и рассматриваются разрешения различных трудных вопросов, связанных со созданием этого ускорителя частиц.

ЛАБОРАТОРНЫЕ ЗАМЕТКИ, стр. 83.
КОММЕНТАРИИ стр. 83—84.
ОБЗОРЫ, стр. 83—88.
РЕЦЕНЗИИ, стр. 89—91.
ХРОНИКА, стр. 91—92.

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621—52:681.142

VAZACA, CHR.:

Prinzipien der elektronischen Simulierung für Regelungssysteme

Automatica şi electronica, I (1957) H. 2, S. 45—55

Es wird die Bedeutung der Analog-Rechenmaschinen für die Fragen der Automatik gezeigt und ihre Überlegenheit gegenüber den Zahlenrechenmaschinen. Es wird der Unterschied zwischen den zwei Verwendungsarten der Analog-Rechenmaschine hervorgehoben: als Rechner und als Simulator.
Eine Übersichts-Tabelle vermittelt einen Überblick über die wichtigsten Elemente aus denen sich eine Analog-Rechnerschaltung oder eine Schaltung für elektronische Simulierung zusammensetzt. Eine Reihe von Beispielen zeigt die Verwendungsart solcher Elemente für die elektronische Berechnung oder Simulierung einiger linearen oder nichtlinearen Probleme.

DK 621.316.7.077.6:621.318.5.061

IOANIN, GH.:

Anwendung der Tabellenmethode zur Lösung von Relais- und Wählerschaltungsfragen.

Automatica şi electronica, I (1957) H. 2, S. 55—61.

Es wird eine praktische Methode mit Anwendungsbeispielen zur raschen Berechnung der Kontakt- und Relaisschaltungen dargelegt. Desgleichen werden die zum Verständnis der Methode nötigen Beweisführungen erbracht.

DK 621.3.011.4

DRĂGĂNESCU, M.:

Nichtlineare Kapazitäten

Automatica şi electronica, I (1957) H. 2, S. 61—65.

In diesem Artikel werden die verschiedenen Arten von nichtlinearen Kapazitäten beschrieben, denen man in der Elektronik begegnet. Es wird eine allgemeine Klassifizierung dieser Kapazitäten dargestellt und es werden verschiedene Begrieffe wie «statische Kapazität», «nichtlineare Kapazität». Ersatzkapazität in Wechselstrom» genauer erläutert.

DK 621.375.121

BIRNBAUM, M.:

Ruckgekoppellte Breitbandverstärker

Automatica şi electronica, I (1957) H. 2, S. 66—71.

Es werden zwei positiv rückgekoppelte Verstärkerschaltungen untersucht, die in der technischen Literatur vorgeschlagen wurden. Bei der Prüfung der Verstärkerschaltung mit zwei Röhren und Rückkopplung, mit Kathodenausgang, wird ein Vergleich zwischen den optimalen Eigenschaften dieser Schaltung und den Eigenschaften eines Verstärkers mit zwei identischen widerstandsgekoppelten Stufen gemacht.
Es wird auch die rückgekoppelte Verstärkerschaltung mit zwei Röhren und dem Ausgang an der Anode der Zweiten Röhre untersucht und dabei werden die Bedingungen dargelegt, unter denen man optimale Eigenschaften erzielt.
Desgleichen werden die Begrenzungen erörtert, die bei der Verwendung dieser Schaltungen auftreten.

DK 621.384.6

ŢINTĂ, F.:

Teilchenbeschleuniger

Automatica şi electronica, I (1957) H. 2, S. 71—78.

Es werden die allgemeinen physikalischen und technischen Fragen der Teilchenbeschleuniger dargelegt, unter besonderer Betonung der Arbeitsprinzipien.

DK 621.384.612 (S)

TĂNĂSESCU, T.:

Das Synchrophasotron von 10 BeV

Automatica şi electronica, I (1957) H. 2, S. 79—82.

Nach der Darstellung der physikalischen und technischen Fragen die der Bau eines Synchrophasotrons stellt, wird das Synchrophasotron von 10 BeV des Vereinigten Instituts für Kernforschungen (Dubna) beschrieben und die Lösung die den verschiedenen, beim Bau aufgetretenen, schwierigen Problemen gegeben wurde, dargelegt.

LABOR NOTEN, S. 83.
BESPRECHUNGEN, S. 83—84.
REFERATE, S. 85—88.
BUCHBESPRECHUNGEN, S. 89—91.
CHRONIK, S. 91—92.

SOMMAIRE

CD 621—52:681.142

VAZACA, CHR.:

Principes de simulation électronique des systèmes automatiques

Automatica şi electronica, I (1957) no. 2, p. 45—55.

On montre l'importance des machines à calculer analogiques dans les problèmes d'automation et leur superiorité sur les machines a calculer digitales. On met en evidence la différence entre les deux manières d'employer la machine analogique: comme calculatrice et comme simulatrice.

Un tableau synoptique présente les principaux éléments qui entrent dans la composition d'un schemas de calcul analogique ou de simulation électronique. Une série d'éxemples montrent la manière d'utiliser ces éléments pour le calcul ou la simulation électronique de certains problèmes linéaires ou nonlinéaires.

D 621.316.7.077.6:621.318.5.061

IOANIN, GH.:

Application de la méthode du tableau dans la solution des schémas relais et sélecteurs

Automatica şi electronica, I (1957) no. 2, p. 55—61.

On éxpose une méthode pratique pour le calcul rapide des schémas à contacts et relais en donnant des exemples, d'application. On donne aussi les démonstrations nécéssaires à la compréhension de la méthode.

CD 621.3.011.4

DRĂGĂNESCU, M.:

Capacités nonlinéaires

Automatica şi electronica, I (1957) no. 2, p. 61—65.

Dans cet article on décrit les types de capacités nonlinéaires rencontrés en électronique. On présente une classification générale de ces capacités en précisant les notions de « capacité statique », « capacité nonlinéaire », « capacité équivalente en courant alternatif ».

CD 621.375.121

BIRNBAUM, M.:

Amplificateurs de bande large à réaction positive

Automatica şi electronica, I (1957) no. 2, p. 66—71.

On analyse deux circuits amplificateurs à réaction positive proposés dans la littérature.

En analysant le circuit amplificateur à deux tubes à réaction positive du type « répéteur cathodique » on fait une comparaison entre les meilleures performances que peut présenter ce circuit et les performances d'un amplificateur à deux étages RC identiques. On analyse aussi le circuit amplificateur à deux tubes à réaction positive, à charge anodique, en montrant les conditions dans lesquelles on obtient les performances optimes. On montre aussi les limitations qui apparaissent dans l'emploi de ces circuits.

CD 621.384.6

ŢINTĂ, F.:

Les accélérateurs de particules.

Automatica şi electronica, I (1957) no. 2, p. 71—78.

On éxpose les principaux problèmes physiques et techniques des accélérateurs de particules, en insistant spécialement sur leur principes de fonctionnement.

CD 621.384.612 (S)

TĂNĂSESCU, T.:

Le synchrophasotron de 10 BeV

Automatica şi electronica, I (1957) no. 2, p. 79—82.

Après un exposé sur les problèmes physiques et techniques posés par la construction d'un synchrophasotron, on décrit le synchrophasotron de 10 BeV de l'Institut unifié de recherches nucléaires (Dubna) et la manière dont on a solutionné les differentes questions difficiles survenues.

NOTES DE LABORATOIRE, p. 83.
COMMENTAIRES, p. 83—84.
COMPTES RENDUS, p. 85—88.
RESUMES, p. 89—91.
CHRONIQUE, p. 91—92.

CONTENTS

DC 621—52:681.142

VAZACA, CHR.:

Principles of electronic simulation of automatic control systems

Automatica şi electronica, I (1957) no. 2, p. 45—55.

The importance of analogue computers and their superiority over digital computers in solving automatic control problems is stressed. The distinction is pointed out between the two modes of application of the analogue machine: as a computer and as a simulator. A synoptic table presents the principal elements which make up an electronic circuit for analogue computation or for simulation. A series of examples show the use of these elements for the electronic computation or simulation of several linear and nonlinear problems.

DC 621.316.7.077.6:621.318.5.061

IOANIN, GH.:

The use of the table method in solving circuits with relays and selectors

Automatica şi electronica, I (1957) no. 2, p. 55—61.

A practical method is described for the rapid calculation of circuits with contacts and relays. Examples of application and the necessary demonstrations for the under standing of the method are given.

DC 621.3.011.4

DRĂGĂNESCU, M.:

Nonlinear capacitances

Automatica şi electronica, I (1957) no. 2, p. 61—65.

Several kinds of nonlinear capacitances met in electronic circuitry are described. A general classification of these capacitances is given, making clear such notions as « static capacitance », « nonlinear capacitance », « a. c. equivalent capacitance ».

DC 621.375.121

BIRNBAUM, M.:

Wide-band amplifiers with positive feed-back

Automatica şi electronica, I (1957) no. 2, p. 66—71.

Two amplifier circuits with positive feed-back known in the literature are analysed. A two-stage amplifier with positive feed-back and cathode output is considered, making a comparison between its optimal possible performance and the performance of a two-stage RC amplifier.

A two-stage amplifier with positive feed-back and anode output is also analysed, showing the conditions for optimal performance. The limitations in the use of these amplifying circuits are also considered.

DC 621.3 .6

ŢINTĂ, F.:

Particle accelerators

Automatica şi electronica, I (1957) no. 2, p. 71—78.

The general physical and technical problemes of the particle accelerators are considered, laying stress on their principles of operation.

DC 621.384.612 (S)

TĂNĂSESCU, T.:

The 10 BeV synchrophasotron

Automatica şi electronica, I (1957) no. 2, p. 79—82.

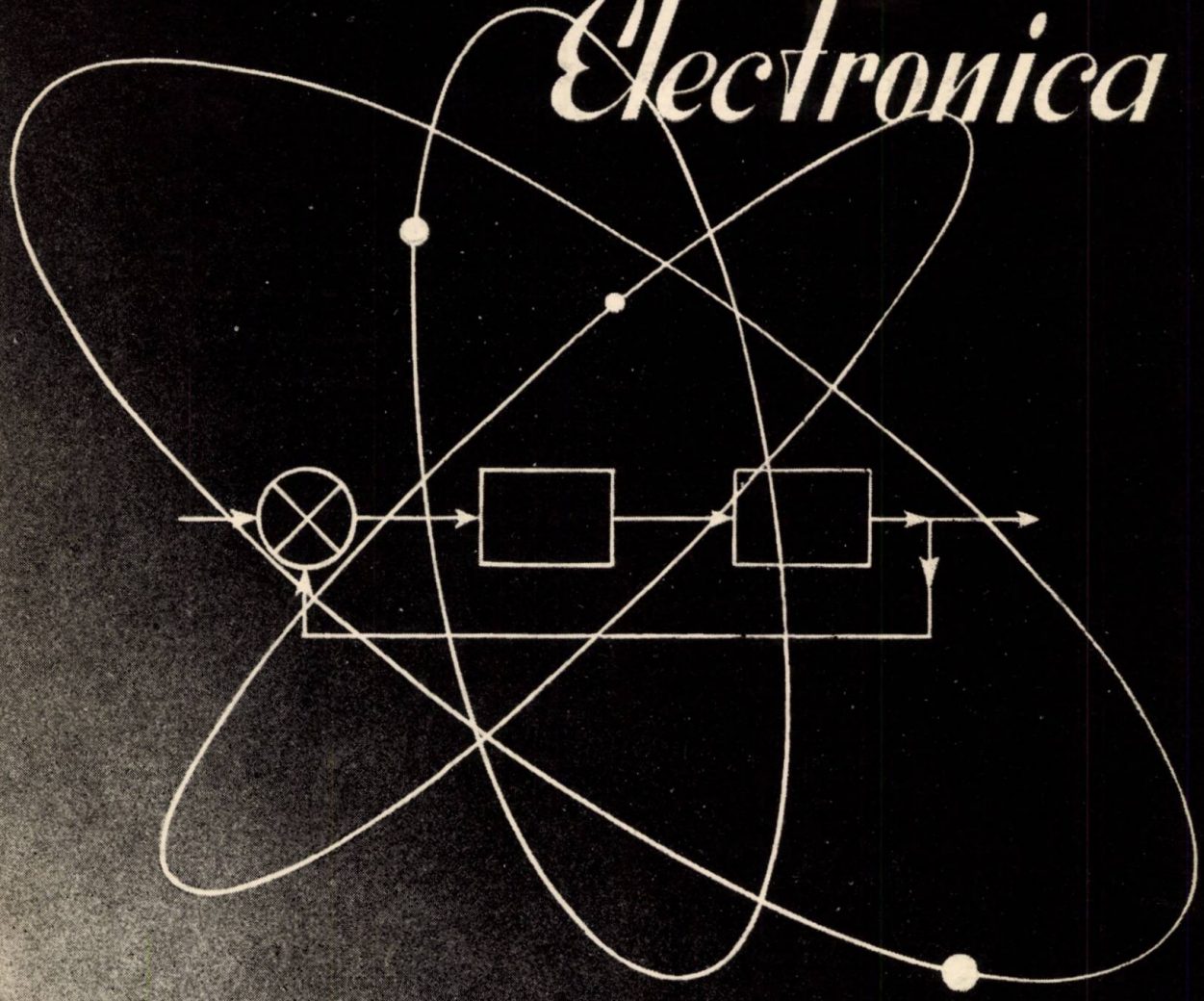
After a general exposition of the physical and technical problems met in the construction of a synchrophasotron, a descriptions is given of the 10 BeV synchrophasotron of the Unified Institute for Nuclear Researches (Dubna-U.S.S.R.), as well as of the means applied for the solutions of the different and difficult problems encountered.

LABORATORY NOTES, p. 83.
COMENTARIES, p. 83—84.
ABSTRACTS, p. 85—88.
DIGESTS, p. 89—91.
CHRONICLE, p. 91—92.

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

Preţul Lei 5

Automatica și Electronica



Institutul de Documentare Tehnică
BUCUREȘTI
ОБМЕН - CSERE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - СМЕНА

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. VAZACA (redactor responsabil), conf. FL. CIORĂSCU, ing. I. PAPADACHE, conf. ing. C. PENESCU, ing. M. POPA, conf. ing. R. STERE, prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R., conf. ing. L. UZUN.

EXTRAS DIN RECOMANDĂRILE PRIVIND ÎNTOCMIREA ARTICOLELOR TEHNICO-ȘTIINȚIFICE

1. Lucrări ce pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanță generală; tehnico-științifice speciale; teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.

2. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție, este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție trebuie să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să posede propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrări care au mai fost publicate integral sau parțial, nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat fixînd premizele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată nedepășind 6—8 rînduri se va anexa lucrării.

6. Textul. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se expres contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd inteligibilitatea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase, de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată, sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiilor posibile.

8. Anexele pot cuprinde demonstrații originale sau absolut necesare înțelegerii formulelor din text; de asemenea în anexe se pot da exemple de calcul.

9. Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

10. Nivelul articolelor va fi înalt.

11. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului. Pentru demonstrații se vor alcătui anexe.

12. Scrierea formulelor. Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grije literele majuscule, minuscule sau cele rusești, romane, grecești, germane etc.

13. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cît și figuri sau tabele) speciale cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcripții originale. Pentru cărți: numele complet, pronumele prescurtat; titlul complet (eventual și tradus în paranteză), ediția, editorul, locul editării, anul. Pentru articole: numele complet, pronumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus în paranteze), revista, tomul, anul, numărul, paginile.

14. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic. Se scrie pe o singură față, la două rînduri (2 000 semne pe pagină). Se recomandă un volum de 10—12 pagini dactilografiate.

15. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

16. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica; titluri academice, funcțiuni, localitatea și adresa domiciliului, număr de telefon.

17. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora de publicare.

18. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări esențiale față de manuscris, în care caz ele cad în sarcina autorului.

Revista «Automatica și electronica», organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R Editor: Asociația Științifică a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Redacția: București, str. Ion Ghica nr. 3, telefon 3.57.28-3.07.30. Administrația și casieria: București, Calea Victoriei Nr. 118, telefon 4.06,24. Redacția își rezervă toate drepturile privind lucrările precum și materialul grafic-ilustrativ apărut în revistă, cît și cele privitoare la traducerea în limbi străine. Se admit extrase sau comentarii numai cu indicarea completă a sursei. Revista apare odată la două luni. Abonamentul anual: pentru întreprinderi lei 96, individual lei 30. - Prețul unui exemplar: lei 5.- Abonamentele se primesc la sediile administrației sau redacției mai sus indicate
Tiparul: Întreprinderea Poligrafică nr. 4 — București.

E 2331

Automatica și Electronica

Vol. I (1957) nr. 3 (mai — iun.), pag. 93 — 140

SUMAR

CZ 621.391:5

TĂNĂSESCU, T.:

Despre aportul ciberneticii în știință

Automatica și electronica, I(1957) nr. 3, p. 93—95.

Se face un scurt istoric al ciberneticii, după care se tratează cele trei domenii principale ale ciberneticii: teoria sistemelor cu comandă automată, teoria informației și teoria mașinilor de calcul electronice.

CZ 621—526:621.375.3

DAMSKER, D.:

Probleme în legătură cu construcția servoamplificatoarelor magnetice în contratimp cu ambele alternanțe

Automatica și electronica, I(1957) nr. 3, p. 96—103.

Se face o sinteză a celor mai recente scheme în construcția servoamplificatoarelor magnetice în contratimp cu ambele alternanțe. Se comunică rezultatele experiențelor făcute asupra unor amplificatoare magnetice construite în țară.

CZ 621.365.5

VAZACA, CHR.:

Considerații asupra alegerii frecvenței și puterii specifice la încălzirea prin inducție cu flux longitudinal sau transversal

Automatica și electronica, I(1957) nr. 3, p. 103—112.

Se dezvoltă o serie de considerații privind alegerea frecvenței și puterii specifice bazate pe ideea realizării unui bun randament de transfer de la circuitul de excitație sau inductor, la piesa încălzită prin inducție. Se arată că posibilitățile de absorbție a energiei electromagnetice sînt funcție de un grup de parametri de care depinde mărimea caracteristică a procesului electromagnetic: constanta de pătrundere. In funcție de această constantă și variația randamentului de transfer se stabilesc situații critice și optime. Recomandările sînt diferite pentru cazul fluxului longitudinal și cazul fluxului transversal.

CZ 621.373.4.011

DRĂGĂNESCU, M.:

Generalizarea formulei lui Barkhausen la oscilatorii electronici

Automatica și electronica, I(1957) nr. 3,p. 112—115.

In articol se analizează formula lui Barkhausen din ea deducîndu-se: condiția de amorsare a oscilațiilor, amplitudinea oscilațiilor, stabilitatea dinamică de oscilație, frecvența de oscilație. Acest lucru este posibil ținînd seamă de neliniaritățile sistemului oscilant și operînd cu calculul simbolic (elementele neliniare sînt înlocuite cu elemente liniarizate). Ca aplicație se studiază un montaj oscilator clasic, ținînd însă seamă de curenții de grilă și obținîndu-se rezultate originale.

CZ 621.314.222:543.812:621.317.39

HERȘCOVICI, H.:

Un nou aparat pentru aprecierea umezirii transformatoarelor prin metoda capacitate-frecvență

Automatica și electronica, I(1957)nr. 3, p. 116—119.

Se descriu ameliorările aduse unei scheme cunoscute, realizarea practică și performanțele aparatului care a fost elaborat în cadrul Institutului de cercetări electrotehnice. S-a realizat o reducere a gabaritului și a greutății.

CZ 621.384.613

HALTRICH, S. și LEIBOVICI, I.:

Betatronul

Automatica și electronica, I(1957)nr. 3, p. 119—129.

Lucrarea prezintă sintetic importanța betatronului pentru cercetări și aplicații practice. Se descrie principiul de funcționare după care se tratează stabilitatea mișcării electronilor, procesul de accelerare și soluția constructivă, încheiind cu aplicațiile și perspectivele betatronului.

NOTE DE LABORATOR, p. 130—131.
COMENTARII, p. 132—133.
REFERATE, p. 134—137.
RECENZII, p. 138—140.

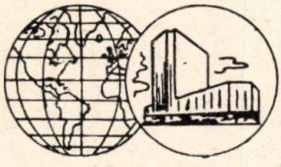
if You

manufacture automation, instrumentation or automatic control components, devices or systems . . . exhibit at the

FOURTH INTERNATIONAL

AUTOMATION

EXPOSITION and CONGRESS



NEW YORK
COLISEUM
JUNE 9
to 13, 1958

For descriptive brochure and list of products successfully exhibited at previous Automation Shows, contact

RICHARD RIMBACH ASSOCIATES, Mgmt.

819 Ridge Ave., Pittsburgh 12, Pa.

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. I (p. 93—140) Nr. 3, mai—iunie București, 1957

TUDOR TĂNĂSESCU *)

Despre aportul ciberneticii în știință

CZ 621.391 : 5

Cibernetica s-a născut din încercarea unor cercetători de a confrunta concepțiile lor în unele sectoare diferite ale științei. Astfel, se întîlnesc în matematici, statistică, electrotehnică, neurofiziologie și alte științe noțiuni și concepții care se pot reduce la o formă unitară; ele, totuși se prezintă în mod obișnuit separat, cu denumiri diferite, cu metode de studiu diferite. Probleme de acest fel s-au mai pus în trecut, de exemplu atunci cînd s-a trecut la formularea unei teorii unitare a oscilațiilor, care se aplică azi curent în mecanică, electrotehnică, acustică, optică și alte științe.

În timpul războiului trecut, în Statele Unite ale Americii, NORBERT WIENER a primit sarcina să studieze posibilitatea de a regla mecanic automat tirul antiaerian. Trebuia găsită o mașină care nu numai să determine poziția avionului, dar să și prevadă mersul său, astfel încît proiectilul să-l găsească în momentul următor. WIENER și-a pus problema dacă mecanisme analoge nu sînt luate în considerare și de neurofiziologiști. Din consultările avute în 1942 cu un grup de savanți din S.U.A., WIENER a conchis că în problemele ce se pun atît în legătură cu mecanismele cît și cu omul, există o linie unitară privind transmisia semnalelor și controlul organelor motoare. Această orientare științifică de a grupa studiile din cele două domenii într-o teorie unitară, WIENER a denumit-o Cibernetica.

Cuvîntul acesta de Cibernetică nu este nou; AMPÈRE l-a dat pentru prima dată spre a denumi prin el acea parte a științelor politice care se ocupă cu mijloacele de guvernare.

Ciberneticos înseamnă pe grecește arta de a pilota. Pilotarea, conducerea unui mecanism se face azi în mod obișnuit automat, printr-un dispozitiv cu reacțiune; CLERK MAXWELL a fost primul care în anul 1868 a publicat un studiu asupra unui asemenea mecanism întîlnit la mașina cu abur sub forma regulatorului Watt. NORBERT WIENER adoptînd în 1947 denumirea de Cibernetică a adus un omagiu savantului englez.

În 1942, NORBERT WIENER frecventa un cerc de oameni de știință, în special medici de la Universitatea Harvard din S.U.A., el însăși fiind și profesor de matematici la Massachusetts Institute of Technology. Grupul acesta de savanți și-a bazat colaborarea pe observația că dezvoltarea actuală a științei face ca fiecare să intre profund în specialitatea sa și să neglijeze legătura laterală cu alte științe. Ori, tocmai la frontierele de contact între științe, se găsește un teren fertil pentru creație științifică. Penetrația cu metodele unei științe în domeniul alteia, dă posibilitatea de a afla lucruri noi. Pentru aceasta trebuie ca oameni de știință din diferite domenii să țină o strînsă legătură, fiecare să caute să înțeleagă în linii mari ceea ce face colegul său. Atunci vor putea rezulta importante observații asupra metodelor de studiu, asupra modelelor idealizate reprezentînd fenomenele, asupra posibilităților de a întrebuința teorii dintr-un domeniu într-altul al științei. Aceasta a fost baza de lucru a grupului de savanți în care lucra WIENER. Ei au observat, în primul rînd, că există analogii între mișcarea controlată a mecanismelor și mișcarea controlată la ființele vii. Teoria unitară a acestor

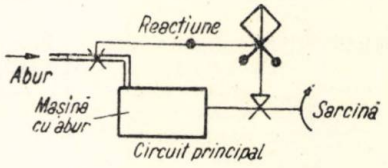


Fig. 1. Mașină cu abur cu regulatorul Watt.

sisteme face parte azi din Cibernetică. De exemplu, să considerăm o mașină cu abur și regulatorul Watt care va căuta să-i păstreze o viteză cît mai constantă la variațiile sarcinii (fig. 1).

Recunoaștem în această figură un circuit principal energetic și un circuit de reacție, transmițînd o informație asupra vitezei. Capetele acestui circuit de reacție sînt pe de o parte elementul detector al erorii vitezei și pe de altă parte robinetul regulator al agen-

*) Dr. ing. T. TĂNĂSESCU este membru corespondent al Academiei R.P.R., profesor șef de catedră la Institutul Politehnic București.

tului motor, aburul. În sistemul nervos, se pare că există un mecanism similar pentru ca, de exemplu, un om să-și mențină echilibrul stînd în picioare. Dr. ARTUR ROSENBLUETH—colaboratorul lui WIENER — a confruntat problemele acestea cu cele din mecanică. Circuitul principal este aici creier-măduvă-mușchi (fig. 2). La incidente externe echilibrul

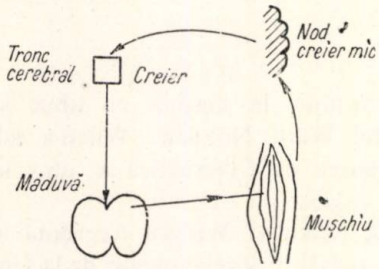


Fig. 2. Mecanism similar celui din fig. 1, în sistemul nervos al omului.

se strică. Atunci organe sensoriale nervoase, care sînt influențate de starea de deplasare a mușchiilor, emit o informație care este transmisă la creierul mic, de unde se transmite o comandă suplimentară spre creier; acesta intervine apoi în circuitul principal pentru menținerea echilibrului. Se poate stabili următorul paralelism:

Cibernetică	Mecanism	Organ viu
Stare stabilă	Viteză constantă	Echilibru vertical
Factori perturbatori	Sarcină cuplu variabil în timp	Trepidația piedestalului pe care stăm, vîntul
Organ de comandă	Robinet abur	Creier
Organ de execuție	Mașină abur	Mușchi
Circuit principal	Abur-mașină-ax	Creier-măduvă-mușchi
Organ de detecție a erorii	Regulator Watt	Organe sensitive la variații de deformare a mușchiului Mijloace proprii de recepție a stării mușchiului
Circuit de reacție	Prin pîrghii și bare	Prin nervi
Informația	Devierea pîrghiilor regulatorului de la poziția staționară	Variația stării mușchiului

De fapt, situația este mai complexă pentru ființele vii, întrucît nu intervine un singur ciclu de acțiune și reacțiunea ca în mecanică, ci nenumărate cicluri complexe lucrînd în paralel. În acest caz, pentru stabilitate mai intervine și o comandă independentă de execuție, este comanda dată direct de labirintul nostru din urechi, de canalele noastre semicirculare. S-ar putea extinde analogia și pentru cazul reglării mișcării voluntare la om, de exemplu, prinderea unui pahar. Se complică însă procesul. Intervin detectori diferiți care nu lucrează printr-o simplă reacție, ci printr-o reacție complexă care la rîndul ei, este controlată prin anumite informații suplimentare primite prin unele organe sensitive. Iată cum Cibernetica și-a propus în primul rînd să dezvolte o teorie unitară a sistemelor cu comandă automată, fie că ele sînt sisteme mecanice, fie că ele sînt sisteme aparținînd ființelor vii.

Grupul de savanți reprezentați de WIENER și ROSENBLUETH au căutat să atragă atenția cercetătorilor că nu neapărat numai prin disecarea în adîncime și prin îngustarea specialității se ajunge la descoperiri noi, dar și prin reflectarea la granițele domeniilor de studiu cu științele învecinate se poate descoperi noul. Urmărind aspectele, punctele de vedere, metodele din alte sectoare adiacente ale științei se pot prin analogii deduce lucruri noi în sectorul propriu de cercetare. Aceste lucruri noi corespund la lărgiri de orizont, la aspecte generale, la integrarea detaliilor de specialitate în sisteme care dau explicații proceselor observate. Aceasta este o orientare nouă în cercetare; atunci cînd specialistul se adîncește în cercetare îngustîndu-și orizontul, lucrează numai pe baza metodelor clasice ale fizicii, care urmărește în general aspectul energetic al fenomenelor. WIENER cere ca cercetătorul să lase aspecul energetic și să se ocupe de procesul funcțional, care implică circuite de comandă, în care energia transmisă este foarte mică și unde baza trebuie pusă pe efectele circuitului de reacțiune. Aici nu mai sînt probleme energetice ci probleme de transmitere a informațiilor.

Un alt caz de frontiere în care s-a căutat să se facă o apropiere a fost între problemele de control (fie la mașini, fie la om) și problemele de telecomunicații. Există aici o parte comună, utilizarea mesajelor pentru transmiterea informațiilor. Informația se bucură de aceleași proprietăți în oricare din aceste domenii; ea reprezintă unele date referitoare la rezultatele unor evenimente, care nu erau cunoscute înainte. Informațiile pot proveni direct din mediul exterior cît și din interior, prin noi prelucrări de către organele interne ale sistemului de automatizare. De exemplu se pot concepe regulatori de viteză care dinafară să primească informații asupra vitezei și ei să dea comenzi în raport atît cu viteza cît și cu rapiditatea de variație a ei (accelerația). Informațiile care se transmit în sistemele regulatoare mecanice sau în ființele vii în bucla de reacțiune, sau cele care intervin în telecomunicații, toate aceste informații au caractere și legi comune. De aceea s-a elaborat recent o teorie a informațiilor în care se expun metode statistice de analiză și prelucrare privind transmiterea informațiilor. În această teorie a informațiilor, în primul rînd este vorba de un mesaj care conține informația. Mesajul utilizează un cod. Transmisia mesajului se face în timp printr-o serie de acțiuni elementare succesive. Se poate defini astfel cantitatea de informație, caracteristică mesajului, codului și sistemului

de transmisie. Cu cît un mesaj conține elemente mai puțin previzibile cu atît el conține mai multă informație. Astfel, o frază dintr-o telegramă conține mai multe informații decît o frază dintr-o scrisoare, unde informația este diluată.

Cantitatea de informație a fost definită de R. A. FISCHER în teoria statistică, de Dr. SHANNON în problemele de codaj al informației și de WIENER în problemele de trecere a zgomotului și mesajului prin filtre. Toate aceste studii s-au folosit pentru măsura cantității de informație de o expresie identică cu expresia entropiei, cunoscută în mecanica statistică și termodinamică. Cantitatea de informație a unui sistem măsoară gradul lui de organizare, la fel cum entropia unui sistem măsoară gradul lui de dezorganizare. Relația între cele două mărimi constă din egalitatea expresiilor lor, cu semn schimbat. În aceste probleme se mai observă că ori de cîte ori cantitatea de informație poate fi mărită, scade calitatea ei și invers. Teoria informației are și un aspect practic, prin metodele care s-au putut elabora pe baza ei, spre a se recepționa semnale slabe în prezența paraziților.

Un al treilea domeniu în care intervine cibernetica este acela al proceselor logice de calcul. Omul a căutat să construiască mașini de calcul; sînt două linii principale pe baza cărora se dezvoltă aceste mașini: cele numerice, denumite digitale și cele analoge (tip riglă de calcul). Cele mai exacte sînt cele numerice. Pentru calcule rapide se întrebuințează elemente electronice, de tip releu, cu două poziții « închis-deschis »; numerația se face într-un sistem cu baza 2. WALTER PITTS în S.U.A. a plecat din domeniul logicii matematice și al mașinilor de calcul tip da-nu și a trecut în neurofiziologie, căutînd să explice procesele de transmitere a informațiilor prin nervi. Perturbările exterioare sub forma de zgomot intervin pe drumul transmisiei. Cantitatea de informație la recepție scade astfel. Se pune problema protecției semnalului și chiar mai mult, problema refacerii semnalului deformat. Rezolvarea acestei probleme depinde de structura statistică a semnalului și a zgomotului de spectru de frecvențe și amplitudini. WIENER a avut o asemenea problemă și a proiectat un filtru în mod științific ținînd seamă de caracterul statistic, de distribuția frecvențelor corespunzătoare. El a utilizat rezultatele din mecanica statistică. Grupul de ciberneticieni din jurul lui WIENER au arătat că procesele de descărcare a neuronilor sînt de tip « tot sau nimic », la fel ca releele. Nu există poziții intermediare. Acest sistem binar constituie baza de lucru atît a mașinilor numerice create de om cît și baza sistemului nostru nervos.

Mașina electronică mai are nevoie de o memorie, pentru a reține, în primul rînd, rezultatele parțiale dintr-o operație. Interpretînd varietatea de forme de memorie la ființele vii, s-au putut trage concluzii cum să se construiască memoriile mașinilor de calcul. Memoria ființelor vii este probabil foarte asemănătoare cu memoria electrostatică, pe ecrane de oscilograf, a mașinilor electronice. Aceste mașini utilizează și altfel de tipuri de memorii: magnetice pe bandă, cilindri sau prin tabele cu inele de ferite, mecano-elastice în medii vibrînd cu unde progresive (în mercur), pe cartele perforate. Unele tipuri de memorie au capacități mari, însă sînt de scurtă durată; unele au accesibilitate rapidă, altele putere de înmagazinare mare, însă accesul este mai greoi; la fel se întîmplă cu memoria ființelor vii. Cu ajutorul fișelor perforate mașinile pot nu numai calcula, dar pot clasifica rezultatele, pot alege anumite soluții; la fel se poate alege un număr dintr-un tabel înscris în memorie, scăzînd prin mașina de calcul acel număr și observînd cînd diferența este zero.

Legătura între mașinile de calcul și sistemul nervos este azi foarte fructuoasă atît în domeniul de lucru al inginerilor cît și în acel al neurofiziologiștilor.

Cibernetica a fost acuzată de unii că ar fi o pseudoștiință idealistă. După cum au arătat însă în ultimul timp acad. S. L. SOBOLEV și colaboratorii săi și E. KOLMAN la Academia de Științe Sociale de pe lîngă C.C. al P.C.U.S., ideea cercetării și a modelării proceselor care au loc în sistemul nervos al omului cu ajutorul unor sisteme electronice automate, este o metodă materialistă și că realizările ei nu pot decît să contribuie la întărirea concepției materialiste despre lume.

Dar analogia care se face trebuie să se limiteze la cadrul în care s-a dezvoltat modelul, nu trebuie trasă concluzia greșită că procesele care au loc în creierul omului ar fi identice cu cele care se produc în mașini.

În cele de mai sus s-au amintit numai trei din impulsurile științifice date de Cibernetică și anume: dezvoltarea teoriei controlului cu reacția, teoria informației și teoria mașinilor de calcul electronice.

Se mai poate spune că Cibernetica a mai adus rezultate tehnice concrete, cum este mașina de citit de către orbi a textelor cu tipar curent, mașina de tradus, mașina de scris după dictare și altele. Toate acestea arată că azi omul reușește prin mașina electronică de calcul să-și prelungească funcțiunile intelectuale.

De aceea este cazul să marcăm un salt care se face în timpurile noastre în istoria omenirii; după ce omul a ajuns să-și perfecționeze lucrul prin inventarea uneltei, după ce el a reușit să-și amplifice forța prin inventarea mașinii, azi el reușește să-și mărească eficiența minții sale prin introducerea mașinii automate de calcul, construită în parte după felul de organizare al sistemului său nervos.

DOREL DAMSKER *)

Probleme în legătură cu construcţia servoamplificatoarelor magnetice în contratimp cu ambele alternanţe

CZ 621—526 : 621.375.375.3

Între detectorul abaterii de reglaj şi motorul de execuţie este necesar un amplificator de tensiune şi de putere. Din ce în ce mai mult la servomecanisme în locul amplificatoarelor electronice se introduc amplificatoarele magnetice. Reamintim motivele principale: rezistenţa la şocuri şi trepidaţii, durata de viaţă practic nelimitată fără modificarea caracteristicilor (fără îmbătrînire), intrarea în funcţiune nu necesită o durată de încălzire sau pregătire, nu necesită revizii sau întreţinere, amplificarea tensiunilor sau curenţilor foarte mici atît de curent alternativ cît şi de curent continuu este posibilă fără elemente suplimentare de redresare sau reconvertire, ieşirea fiind după nevoie în curent alternativ sau continuu. Marele neajuns, care a făcut ca utilizarea amplificatoarelor magnetice să fie încă restrînsă, este durata lungă de răspuns, care pentru unele servomecanisme cu performanţe înalte, poate fi foarte supărătoare. Măsuri noi de combatere a acestui neajuns sînt pe cale de a fi verificate în practică.

Lucrarea de faţă trece în revistă soluţiile cele mai noi în construcţia servoamplificatoarelor magnetice în contratimp şi cu ambele alternanţe, lămureşte unele probleme pe care literatura de specialitate le-a tratat foarte vag sau de loc, conturează alte probleme încă nesoluţionate. Pentru explicarea sau ilustrarea unor fenomene, s-au întreprins experienţe [1]) care sînt prezentate sumar.

Problemele legate de comportarea dinamică a servoamplificatoarelor au fost tratate într-o lucrare separată. Servoamplificatoarele magnetice cu mono-alternanţe, nu sînt cuprinse în această lucrare. Experienţele făcute cu acest fel de amplificatoare au arătat că au o eficienţă redusă în cazul în care se folosesc miezuri din tole de transformator.

Amplificatorul este constituit aproape în toate cazurile din mai multe etaje. Toate etajele trebuie să îndeplinească anumite condiţii comune, şi anume: *a)* mărimea de ieşire să fie zero pentru semnal de comandă nul; *b)* mărimea de ieşire să-şi inverseze polaritatea sau faza dacă semnalul de intrare îşi modifică polaritatea sau faza; *c)* să amelioreze liniaritatea şi stabilitatea la perturbaţii parazite; *d)* să faciliteze funcţionarea în cascade a unui etaj după altul [1]. Ieşirea etajului final trebuie adaptată construcţiei motorului de execuţie. Etajul de intrare trebuie să fie adaptat elementului care îl precede în schemă. Etajul de intrare poate servi ca demodulator în cazul servomecanismelor cu detectoare de eroare sincrone (selsine) şi în acest caz trebuie să fie proiectat special.

Construcţia amplificatoarelor cu ambele alternanţe

Etajele intermediare de amplificare. Pentru a îndeplini condiţiile enunţate mai sus, etajele se construiesc din două unităţi amplificatoare identice cu circuitul de comandă comun dar cu acţiune inversă asupra celor două unităţi cu ieşirile în opoziţie conectate după montajul numit în contratimp sau bidirecţional. Aceasta este soluţia cea mai des utilizată. Alături de această soluţie s-au conceput şi experimentat amplificatoare în punte pentru o singură şi pentru ambele alternanţe cu timpul de răspuns o alternanţă, utilizate la puteri mici. Lucrarea de faţă nu se ocupă cu aceste amplificatoare.

Ca unităţi amplificatoare pentru montajul în contratimp cu ambele alternanţe se utilizează acum exclusiv transductoare cu autosaturaţie (amplistate), pentru factorul mare de amplificare pe care îl au. Fig. 1, reprezintă circuitele de bază după care se

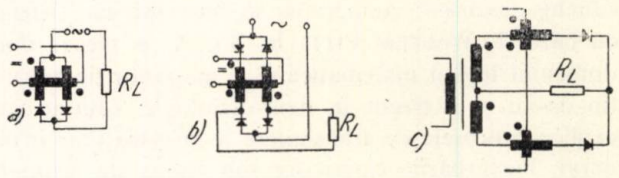


Fig. 1. Schema amplificatoarelor magnetice cu autosaturaţie (amplistatelor):
a-ieşire în curent alternativ; *b*-ieşire în curent continuu; *c*-schema cu transformator cu priză mediană. Punctele reprezintă polaritatea înfăşurărilor.

construiesc elementele amplificatoare în contratimp. Transductoarele cu autosaturaţie (amplistatele) prezintă o serie de avantaje în raport cu cele simple fără sau cu autoexcitare. În primul rînd transductoarele simple (reactorii saturabili) se elimină din cauza amplificărilor lor mici. Acestea prin caracteristicile lor sînt amplificatoare de curent în timp ce servoamplificatoarele trebuie să fie amplificatoare de tensiune în primul rînd. Dintre amplificatoarele magnetice cu autoexcitare, cel serie (fig. 2) are caracteristicile dinamice cele mai favorabile.

Totuşi, între amplificatoarele cu autoexcitare şi cele cu autosaturaţie se preferă ultimele pentru că cer un spaţiu mai mic pentru înfăşurări. Înfăşurarea de lucru la transductoarele serie suportă jumătate din tensiunea de alimentare, în schimb la transductoarele

*) Ing. D. DAMSKER este conferenţiar la Institutul Politehnic din Bucureşti şi membru al Comisiei de Automatizare de pe lîngă Prezidiul Academiei R.P.R.

[1]) Experienţele au fost executate de către ing. WEINREICH GÜNTHER şi MARIAN CORNEL, asupra unor amplificatoare magnetice proiectate de colectivul de automatizare condus de autor şi construite de uzinele C.M.R.

Ing. WEINREICH GÜNTHER a adus unele precizări redactării textului pentru care îi sînt aduse mulţumiri.

în paralel, înfășurarea de lucru suportă jumătate din curentul de lucru. Dar la transductoarele cu autosaturație lipsește înfășurarea de reacție (autoexcitare) încît miezul magnetic are dimensiuni mai mici, deci o linie medie magnetică mai scurtă și amplificări mai mari.

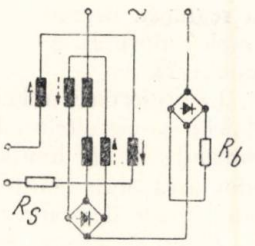


Fig. 2. Amplificatorul magnetic serie cu autoexcitație.

Etajele de amplificare intermediare în contratimp au ca semnal de intrare pe înfășurarea de comandă o tensiune de curent continuu. Mărimea de ieșire a etajului este în același timp semnalul de intrare pentru etajul următor, încît trebuie să fie de asemenea de curent continuu. Pentru ca un amplificator magnetic în contratimp să aibă mărimea de ieșire în curent continuu reversibilă ca polaritate cu polaritatea semnalului de intrare este necesară adoptarea uneia din soluțiile din fig. 3. Cea mai favorabilă din punct de vedere al randamentului și coeficientului de amplificare este varianta *c*, care nu cuprinde rezistențe suplimentare disipatoare de energie comandată. Separația galvanică a ieșirilor celor două unități permite ca sursa de alimentare să fie aceeași, deci uneori înlătură transformatorul de alimentare pentru etajul respectiv. Variantele *a* și *b* se utilizează la etaje de putere mică. Avantajele acestor din urmă două variante, constau în faptul că oferă posibilitatea de adaptare largă între etajele în cascadă, au o stabilitate foarte bună a caracteristicii de transfer la variații parazite exterioare (tensiune, frecvență și temperatură), permit ajustarea pragului de saturație a etajului printr-o alegere convenabilă a rezistențelor balast (rezistențelor de comparație). Randamentul lor este foarte scăzut (aproximativ 15%). Amplificatorul magnetic în contratimp prezintă o serie importantă de avantaje, atunci cînd este bine construit și adaptat sistemului în care trebuie să funcționeze. El îndeplinește condițiile enumerate mai sus într-o măsură foarte bună.

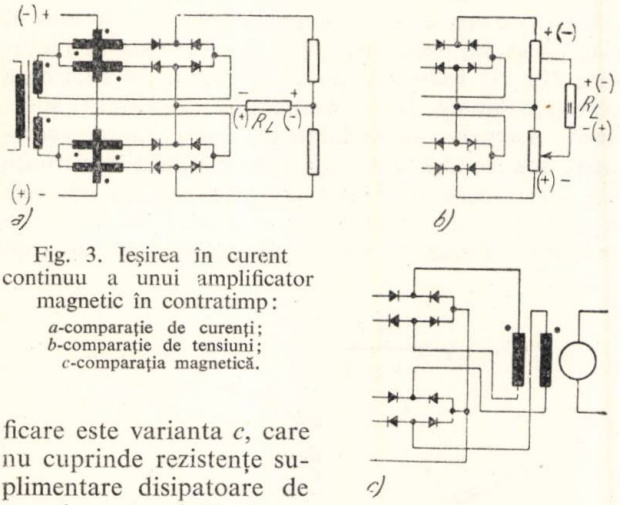


Fig. 3. Ieșirea în curent continuu a unui amplificator magnetic în contratimp:
a-comparație de curenți;
b-comparație de tensiuni;
c-comparația magnetică.

În absența semnalului, trebuie să existe un echilibru cît mai apropiat între cele două unități amplificatoare, în ceea ce privește, rezistența, reactanța, forma caracteristicilor magnetice și caracteristicile redresoarelor, distribuția capacității, tensiunilor și curenților. Cele două unități amplificatoare trebuie să-și modifice condițiile de funcționare în același fel atunci cînd se modifică tensiunea, frecvența rețelei de alimentare și temperatura mediului ambiant. Caracteristicile de transfer ale celor două unități trebuie să fie identice. Orice dezechilibru afectează pragul de sensibilitate și stabilitatea amplificării. Situația optimă se atinge la alegerea punctului de funcționare pentru fiecare amplificator în parte la mijlocul caracteristicii de transfer. În acest fel se obține cea mai mare amplificare. Liniaritatea caracteristicii de transfer se obține prin ajustarea corectă a curenților de negativare (polarizare). La amplistate cu ieșirea în curent continuu, nu totdeauna sînt necesare înfășurări separate de negativare, curenții inverși ai redresoarelor de saturație îndeplinesc această funcție. Stabilitatea amplificării în raport cu variațiile tensiunii și frecvenței rețelei de alimentare este mai bună pentru amplificatorul în contratimp, decît pentru fiecare unitate amplificatoare în parte. Din fig. 4 se vede mecanismul ameliorării stabilității amplificării

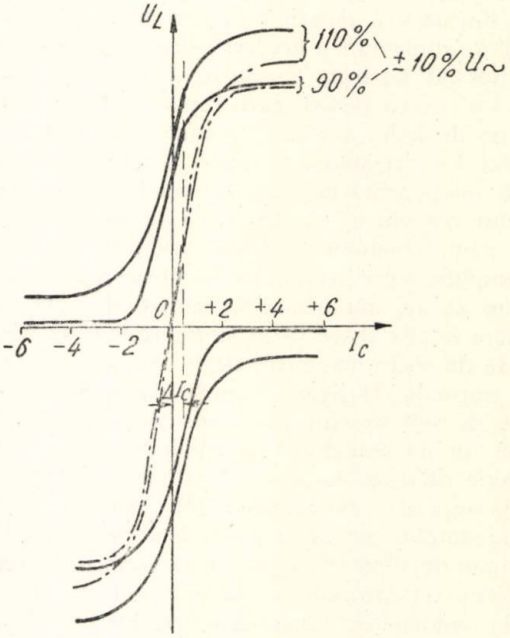


Fig. 4. Ameliorarea stabilității amplificării la amplificatorul în contratimp.

la montajul în contratimp [9]. La o construcție îngrijit echilibrată, la variația tensiunii de alimentare de la −15% la +5% și o frecvență de la −4% la +1% variația curentului de ieșire este mai mică decît −1% [1]. Fig. 5 reprezintă două scheme convenabile pentru etajul intermediar. În fig. 5 *a* amplistatele sînt de tipul cu transformator cu priză mediană. La ieșire, s-a figurat cu linie plină înfășurările 5 și 6 de comandă ale etajului următor. Dacă se dispune numai de o singură înfășurare de comandă sînt necesare rezistențele balast R_b. Schema ilustrează și felul în care se alimentează înfășurările 3 și 4 de

reacţie negativă de tensiune, foarte des utilizată pentru îmbunătăţirea comportării dinamice şi pentru stabilizare în raport cu variaţii parazite (de tensiune şi frecvenţă ale sursei de alimentare, temperaturii, deplasarea nulului etc.). Schema din fig. 5, *b* nu

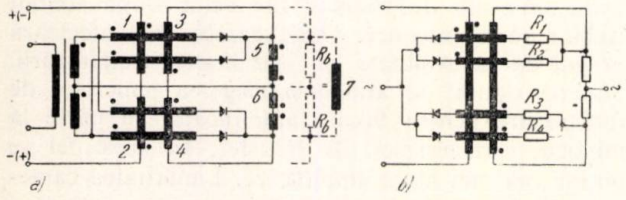


Fig. 5. Schema etajului intermediar.

cere un transformator de alimentare. Curentul de comandă poate fi introdus printr-o înfăşurare unică care cuprinde cele patru miezuri. Rezistenţele R_1-R_4 micşorează intensitatea curenţilor de circulaţie din circuitele, care se închid fără a trece prin sarcină. Aceşti curenţi de circulaţie înrăutăţesc comportarea dinamică a amplificatorului descris, denumit amplificatorul patratic [4].

Servoamplificatoarele în contratimp pot beneficia de mărirea puterii de ieşire prin ridicarea tensiunii de alimentare a fiecărei unităţi. La un amplistat funcţionînd separat, tensiunea normală de alimentare este aceea pentru care raportul dintre curentul maxim de ieşire către cel minim este cel mai mare posibil. La o creştere a tensiunii de alimentare amplistatul funcţionează în regim de supraexcitare, debitînd curenţi maximi şi minimi de intensitate mai mare dar panta regiunii negative rămîne neschimbată. La amplificatorul în contratimp intensitatea curentului minim nu are importanţă la curenţi de comandă de valoare relativ mare. Prin supraexcitare se obţine o putere de ieşire mai mare decît cea debitată la excitare normală. Desigur că încălzirea înfăşurărilor de lucru, a redresoarelor şi a rezistenţelor, trebuie verificată, ţinînd seamă de condiţiile de lucru reale. Se prescrie ridicarea tensiunii de alimentare la valoarea dublă faţă de cea normală [4]. Prin supraexcitare creşte stabilitatea funcţionăriii în raport cu variaţiile tensiunii de alimentare, pentru că variaţiile curentului de ieşire sînt procentual mai mici (anexa 1).

La semnale de comandă foarte mari în raport cu valoarea nominală a curentului de comandă, panta coborîtoare a caracteristicii de transfer devine dăunătoare deoarece schimbă sensul reglajului (la curent de comandă crescător, curentul de ieşire scade). Panta coborîtoare a caracteristicii amplificatorului în contratimp se datoreşte regiunii negative a caracteristicii de transfer a amplistatului în funcţionare separată (fig. 6). În această regiune reacţia internă este negativă. Cu cît curenţii inverşi ai redresoarelor au valori mai mici, cu atît factorul de reacţie este mai mare şi curenţii de ieşire în regiunea negativă au valori mai mici. Panta regiunii negative la miezuri magnetice speciale este cu mult mai favorabilă. După H. F. STORM [4] regiunea negativă a caracteristicii de transfer, în valori relative, poate fi asimilată cu dreapta, care uneşte punctul (+1,0) cu punctul (−1, i_E), unde i_E este raportul curentului minim de ieşire către curentul maxim de ieşire. Valoarea lui i_E este cu atît mai mică cu cît coeficientul de ortogonalitate al curbei histerezis a miezului este mai mare. De aici rezultă că panta caracteristicii de transfer în regiunea negativă este mai mică şi caracteristica amplificatorului în contratimp mai puţin coborîtoare (anexa 2).

La proiectare, trebuie să se aleagă astfel elementele etajelor şi circuitelor, încît intensitatea curenţilor de comandă să fie limitată la valori acceptabile, fără adoptarea unor măsuri speciale ca reţele de limitare sau circuite derivaţie neliniare.

Etajul de intrare. Primul etaj din cascada etajelor de amplificare primeşte semnalul corespunzător abaterii de reglaj. Abaterea de reglaj se poate măsura chiar în sistemul inductor al amplistatelor care constituie primul etaj pe calea comparaţiei galvanice sau magnetice. La servomecanismele moderne detectorul este constituit din maşini sincrone (selsine), care dau semnalul de eroare sub forma unei tensiuni alternative. Deoarece amplificatorul magnetic în contratimp cu ambele alternanţe prezintă o amplificare foarte redusă la semnale de curent alternativ, adesea este necesar ca semnalul dat de transformatorul sincron să fie trecut printr-un element care să redreseze dînd la ieşire un curent continuu de polaritate corespunzătoare fazei semnalului de curent alternativ. Asemenea demodulatoare pot fi punţile redresoare semiconductoare, circuite cu tuburi electronice sau cu transistori. O soluţie încercată de noi este utilizarea unui amplificator magnetic în punte cu semiunde. Etajul de intrare trebuie să aibă circuitul

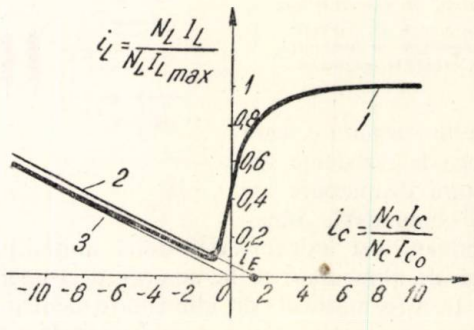


Fig. 6. Caracteristica unui amplificator magnetic cu autosaturaţie:
1-caracteristica ridicată experimental; 2-aproximarea caracteristicii în regiunea negativă prin dreapta

$$i_L = \frac{i_E}{2}(1-i_C);$$

3-aproximarea caracteristicii în regiunea negativă prin ecuaţia

$$i_L = -\frac{i_E}{2} i_C.$$

sau circuitele de comandă, adaptate ca impedanţă la demodulatorul utilizat.

Alegerea materialului magnetic pentru miezuri este de o deosebită importanţă pentru etajele preamplificatoare dar mai ales pentru etajul de intrare. Deoarece servoamplificatoarele magnetice utilizează schemele cu autosaturaţie, deci, cu reacţii pozitive

interne apropiate de 100%, influenţa caracteristicilor magnetice ale miezului este foarte mare asupra caracteristicii de transfer a amplificatoarelor. Pentru etajul de intrare la un detector şi demodulator de putere relativ mare (tensiunea maximă 60 V la un curent de durată de 0,3 A) şi pentru etajele intermediare este suficient să se aleagă un miez de permeabilitate mare ca aliajele neorientate fier-nichel cu coeficient mare de ortogonalitate. Astfel de materiale ca Deltamax (american) sau Permenorm 5 000 Z (german), au inducţia de saturaţie în jurul a 13—15 kGs şi cîmpul coercitiv la 0,2—0,3 Oe pentru 50 Hz [7], [10].

Grosimea materialului nu trebuie să depăşească 0,1 mm iar forma preferabilă este banda înfăşurată în inel cu bobine toroidale. Utilizarea unor materiale cu calităţi magnetice mai slabe ca aliaje ferosiliciu cu orientare magnetică şi altele, conduce la amplificări relativ reduse, măreşte numărul de etaje sau pune pe seama amplificatorului final sarcini exagerate şi ridică nivelul de sensibilitate, deci micşorează precizia.

Pentru a se atinge nivele foarte joase de sensibilitate este necesar a se utiliza miezuri magnetice de calităţi deosebite. Astfel de materiale magnetice sînt: Supermalloy, Mumetal (american) şi Ultraperm 10 (german). Ele au cîmpul coercitiv aproximativ 0,006 Oe în curent continuu şi 0,04 Oe la 50 Hz cu o inducţie de saturaţie 5—7 kGs, grosimea benzii fiind de 0,05 mm. La o construcţie îngrijită cu un detector şi demodulator potrivit se atinge nivelul de sensibilitate de ordinul zgomotelor aparatelor sincrone utilizate ca detectoare în jurul a 10 mV.

Pentru asemenea amplificatoare de performanţe înalte se recomandă să se aleagă redresoare cu curent invers cît mai redus, deoarece altfel calitatea miezurilor este insuficient utilizată. La etajele de putere mică îşi găsesc utilizarea cu folos diodele cu cristale semiconductoare de germaniu şi siliciu.

Etajul final comandă servomotorul. Pentru puteri pînă la cîteva sute de waţi este raţional să se utilizeze ca servomotor motorul de inducţie bifazat. În acest caz etajul final trebuie să debiteze numai puterea necesară înfăşurării de comandă a motorului bifazat. Impedanţa acestei înfăşurări poate fi construită astfel ca să corespundă impedanţei optime pentru ieşirea ultimului etaj. Cuplul motorului depinde însă de valoarea acestei impedanţe. Schema etajului final pentru comanda servomotorului bifazat este cea din fig. 7. Amplificatorul în contratimp are două unităţi de tipul amplificatorului cu saturaţie. Un neajuns important al acestui montaj îl constituie circuitul care se închide de la bornele transformatorului cu priză mediană prin înfăşurările de lucru ale miezurilor, ocolind sarcina.

Bornele înfăşurărilor secundare ale transformatorului de alimentare trebuie să fie astfel conectate în circuit încît tensiunile lor instantanee se însumează între capetele extreme pentru ca cei doi curenţi ai celor două unităţi amplificatoare să se scadă ca valoare instantanee, trecînd prin sarcină. La curent de comandă zero pentru o alternanţă, există un circuit închis prin redresoarele 1 şi 2, iar pentru cealaltă alternanţă circuitul se închide prin redresoarele 3 şi 4 ocolind sarcina. În lipsa unei negativări impedanţa înfăşurărilor de lucru ale transductoarelor este relativ mică, circulă curenţi de intensitate mare, care pot în-

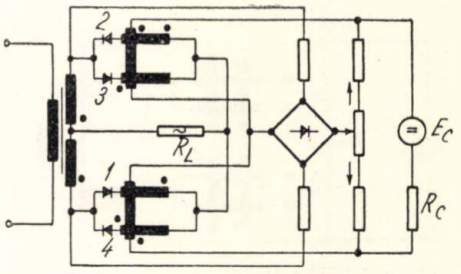


Fig. 7. Etajul final pentru servomotor bifazat.

trece curentul maxim al fiecărei unităţi amplificatoare. Pentru acest montaj, circuitul de negativare (polarizare) este inevitabil, deoarece prin negativare bine ajustată se poate mări impedanţa miezurilor magnetice pînă la valoarea maximă, corespunzătoare curentului de ieşire minim, de unde rezultă o micşorare considerabilă a curentului de circulaţie. (În schema din fig. 7 negativarea este introdusă pe aceeaşi înfăşurare cu cea de comandă).

Pentru o astfel de negativare caracteristica de transfer a amplificatorului în contratimp este cea din fig. 8. (anexa 3). Din acest punct de vedere, situaţia nu este mai avantajoasă la amplificatorul în contratimp cu transformator de ieşire (fig. 9). La un curent de comandă zero şi în lipsa unei negativări potrivite, vor circula curenţi foarte intenşi prin înfăşurările

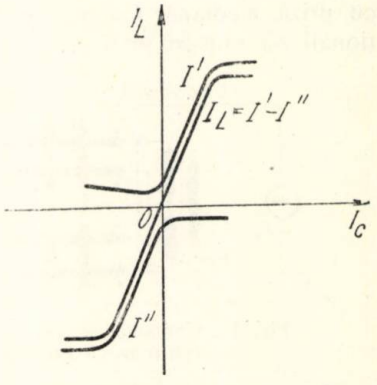


Fig. 8. Caracteristica de transfer a amplificatorului în contratimp cu ieşire în curent alternativ.

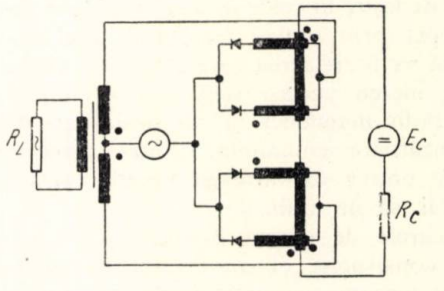


Fig. 9. Amplificatorul în contratimp cu transformator de ieşire.

de lucru ale transductoarelor, deoarece inductanţa transformatorului de sarcină este zero ca urmare a forţei magneto-motoare rezultantă mereu zero. Micşorarea curentului de circulaţie în gol se face prin

negativare la fel ca în cazul precedent (anexa 4). Uneori se simte nevoia să se comande ambele înfăşurări statorice ale motorului bifazat pentru a se preîntîmpina rotirea motorului numai cu o fază alimentată. Schema din fig. 10 reprezintă o asemenea comandă [4]. La utilizarea motorului de curent continuu ca

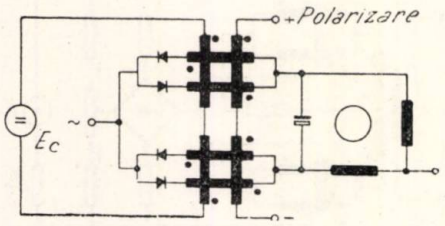


Fig. 10. Comanda ambelor înfăşurări de fază ale motorului de inducţie bifazat.

servomotor, etajul final trebuie să fie construit după una din schemele fig. 3. Dacă motorul este de putere mică, comanda motorului se poate face prin două înfăşurări identice ale inductorului. Fiecare dintre cele două înfăşurări trebuie să poată da fluxul necesar cuplului de pornire. O schemă interesantă este cea din fig. 11. Se utilizează un amplificator contratimp format din două amplistate cu transformator cu priză mediană. Curenţii de ieşire sînt unidirecţionali cu pulsuri la fiecare alternanţă. Înfăşurările

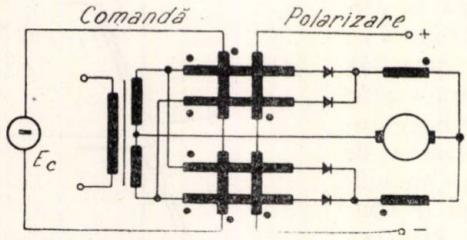


Fig. 11. Comanda servomotorului de curent continuu cu excitaţie serie.

de excitaţie serie sînt străbătute de curenţi în sensuri contrare. Prin indus curenţii se adună, deci indusul este străbătut de curent totdeauna în acelaşi sens. Curentul de mers în gol este menţinut cît mai jos posibil prin negativare corespunzătoare. Sensul de rotire este determinat de înfăşurarea de excitaţie străbătută de curentul cel mai puternic. Deoarece curenţii de ieşire ai celor două elemente se însumează la trecerea prin indus, rezultatul unui semnal de comandă va fi creşterea curentului din indus care îşi menţine mereu acelaşi sens şi un cîmp rezultant pentru polii magnetici ai motorului cu o direcţie corespunzătoare semnalului. Printr-o proiectare justă se poate obţine ca întreaga putere constructivă a motorului să fie utilizată.

Motoarele de curent continuu de putere mică dar de construcţie obişnuită pot fi comandate la indus cu tensiune variabilă şi la inductor cu tensiune de excitaţie constantă. Pentru etajul final al amplificatorului urmează să se adopte una din variantele *a* sau *b* (fig. 3) după cum valorile se potrivesc mai bine tensiunilor şi curenţilor la ieşirea etajului final cu cele ale motorului. Varianta *a* conduce la schema din fig. 12. Un asemenea montaj este denumit şi amplificator cu curent de nul. Pentru semnele fără paranteze, amplificatorul magnetic din stînga este blocat şi cel din dreapta debitează. În această situaţie redresoarele amplificatorului din stînga ar scurtcircuita înfăşurarea indusului motorului dacă nu ar fi introdusă rezistenţa R_c. Din

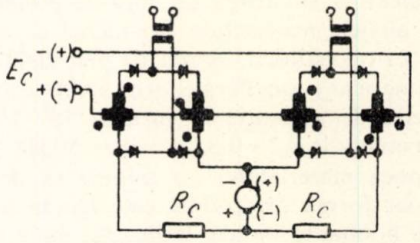


Fig. 12. Comanda reversibilă a motorului de curent continuu cu excitaţie constantă.

cauza rezistenţelor R_c, randamentul puterii comandate absorbită de motor este foarte scăzut. In cazul cînd unul dintre amplificatoare a intrat în saturaţie schema echivalentă este arătată în fig. 13, *a*. Se consideră impedanţa amplificatorului blocat ca fiind infinit. Se notează: Z_s — impedanţa amplificatorului saturat, Z_a — impedanţa privită din punctele 1, 2; Z_b — impedanţa privită din 3, 4 (sursa scurtcircuitată). Rezistenţa de sarcină R_L trebuie luată ca echivalentă

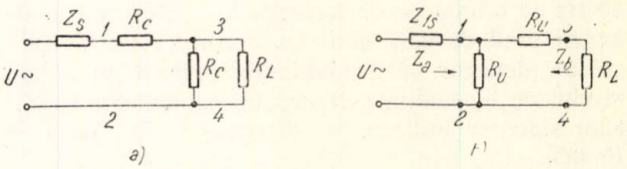


Fig. 13. Schema echivalentă a etajului de ieşire: *a*-pentru comparaţia curenţilor; *b*-pentru comparaţia tensiunilor

cu rezistenţa dintre periile motorului adunată cu o rezistenţă fictivă corespunzătoare f.e.m. a motorului. Condiţiile de putere maximă în rezistenţa de sarcină sînt: $Z_{12} = Z_s$ şi $Z_{34} = R_L$ sau:

$$Z_{12} = R_c + \frac{R_c R_L}{R_c + R_L} = Z_s$$

$$Z_{34} = \frac{R_c (Z_s + R_c)}{2 R_c + Z_s} = R_L.$$

Eliminînd pe Z_s se deduce:

$$R_c = \sqrt{2}\, R_L \quad R_L = \frac{Z_s}{2} \quad R_c = \frac{Z_s}{\sqrt{2}}.$$

Dacă la ieşirea amplificatorului am avea o rezistenţă simplă de sarcină în condiţia de transfer maxim de putere, puterea absorbită de aceasta ar fi $Z_s I^2$. Între puterea absorbită de sarcină conectată la rezistenţa de comparaţie şi puterea absorbită maximă posibilă există raportul:

$$\frac{R_L I_L^2}{Z_s I^2} = \left(\frac{Z_s}{2Z_s}\right)\left[\frac{Z_s L \sqrt{2}}{2Z_s (1 + \sqrt{2})}\right]^2 = \frac{1}{(1 + \sqrt{2})^2} \cong 17\,\%.$$

Fiecare din cele două amplificatoare trebuie construite pentru o putere la ieşire de şase ori puterea utilă. Pentru montajul în contratimp cu comparaţia

tensiunilor (varianta *b* fig. 3), schema echivalentă este redată în fig. 13, *b*. Randamentul maxim este 17% pentru următoarele valori ale rezistenţelor:

$$R_L = \sqrt{2}\, R_u \quad R_L = 2\, Z_s \quad R_u = \sqrt{2}\, Z_s.$$

Pe lîngă dezavantajul unui randament coborît (anexa 5) legătura galvanică între amplificatoare,

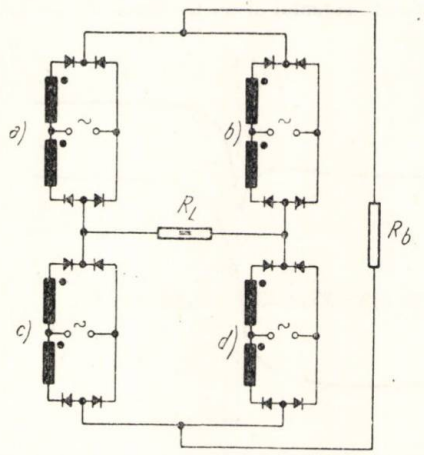


Fig. 14. Schema în punte cu 4 amplistate.

introdusă de comparaţia curenţilor sau tensiunilor prin sarcină, cere neapărat ca alimentările cu tensiune alternativă ale celor două unităţi să fie galvanic separate, deci necesită în plus două înfăşurări identice la secundarul transformatorului de alimentare. Un randament mai bun se poate obţine prin utilizarea a 4 amplistate montate în punte. Fig. 14 reprezintă schema simplificată a acestui amplificator. Fiecare amplistat trebuie să aibă alimentarea sa separată de curent alternativ (este suficient ca pentru fiecare amplistat să se prevadă cîte o înfăşurare secundară a transformatorului de alimentare). Sarcina utilă R_L este montată pe una din diagonale, iar pe cealaltă diagonală se montează o rezistenţă balast R_b cît mai apropiată ca valoare de rezistenţa de sarcină. Pentru a avea un curent care să traverseze sarcina, este necesar ca o pereche de amplistate aşezate pe braţele opuse ale punţii (*a*, *d* sau *c*, *b*) să se deschidă, în timp ce celelalte două amplistate să rămînă blocate. Dacă nu se ţine seama de pierderile proprii în amplistate, randamentul teoretic este de 50%. Cu cît miezurile magnetice sînt de calitate inferioară şi sarcina este inductivă randamentul scade. Înfăşurările de lucru echivalente ale amplistatelor în opoziţie se pot bobina pe aceleaşi miezuri magnetice. Prin aceasta funcţionarea rămîne neschimbată, dar amplificatorul devine mai compact.

Concluzii

Studiul prezentat subliniază schemele şi dispoziţiile constructive optime pentru construcţia servoamplificatoarelor în contratimp cu ambele alternanţe. Se propune ca cea mai favorabilă schemă pentru etajele de intrare şi intermediare schema din fig. 5, *a*.

Unele probleme confuze au fost lămurite pe calea experimentărilor (anexe). S-a arătat că supraexcitarea amplistatelor este o măsură eficace pentru mărirea puterii la ieşire, a stabilităţii la perturbaţie şi pentru menţinerea amplificării la curenţi mari de comandă. S-a demonstrat că valoarea supraexcitării trebuie aleasă de la caz la caz după calitatea miezurilor şi mărimea curenţilor de comandă.

S-a precizat influenţa calităţii miezurilor asupra menţinerii amplificării la comenzi mari. Miezurile magnetice cu forţe coercitive foarte mici împreună cu supraexcitare potrivită permit aplicarea unor curenţi de comandă mari fără o coborîre periculoasă a amplificării.

Dacă aceste măsuri sînt insuficiente atunci ar fi necesară limitarea curenţilor de comandă prin circuite speciale.

S-a pus în evidenţă influenţa polarizării amplificatoarelor în contratimp cu ieşire în curent alternativ, reactoarele avînd miezuri de calitate inferioară.

Verificări experimentale

Anexa 1. — *Determinarea influenţei supraalimentării asupra caracteristicii unui amplificator magnetic în contratimp.* S-au făcut experimentări cu reactoare saturabile cu miezuri toroidale din tole de transformator obişnuite, de 0,35 mm grosime. Amplificatoarele aveau următoarele valori nominale: tensiunea de alimentare 35 V, puterea 30 W, curentul de comandă 0,1 A la funcţionarea cu autosaturaţie. Caracteristicile ridicate pentru unul din amplificatoare, alimentat la diferite tensiuni sînt reprezentate în fig. 15.

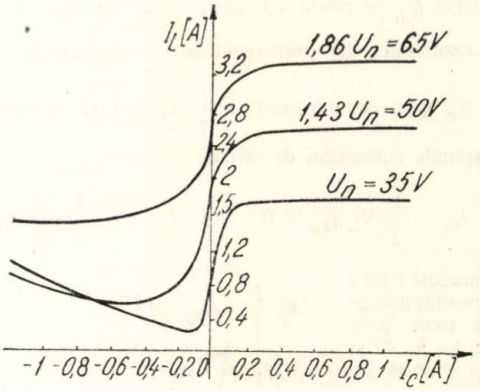


Fig. 15. Caracteristicile unui amplificator magnetic cu autosaturaţie pentru diferite tensiuni de alimentare.

Se constată o creştere a curentului de saturaţia $I_{L_{max}}$ proporţională cu creşterea tensiunii de alimentare şi o creştere pronunţată a curentului minim de sarcină $I_{L_{min}}$, concomitent cu deplasarea în sensul curenţilor de comandă negativă a punctului $I_{L_{min}}$. Creşterea pronunţată a valorii minime $I_{L_{min}}$ a curentului de sarcină se datoreşte faptului că la creşterea vîrfurilor $U\sqrt{2}$ ale tensiunii de alimentare peste valoarea corespunzătoare inducţiei de saturaţie a miezurilor, unghiul de comandă în lipsa premagnetizării miezului (adică punctul $I_c = 0$, $I_L =$ = curentul de mers în gol I_{L_0} la amplificatorul fără reacţie, respectiv punctul $I_L = I_{L_{min}} = I_{L_0}$ la amplificatorul cu reacţie) descreşte de la $\frac{\pi}{2}$ către 0, ceea ce produce creşterea curentului $I_{L_{min}}$ de la I_{L_0} spre $I_{L_{max}}$ (corespunzător tensiunii de alimentare respective). Forma curbelor din fig. 15 explică aspectul caracteristicilor unui amplificator în contratimp compus din amplificatoarele indicate mai înainte, caracteristici reprezentate pe fig. 16. Se remarcă îmbunătăţirea stabilităţii caracteristicii şi o mai mică scădere a curentului de sarcină la supracomenzi

limitate .În cazul cercetat se consideră că o valoare optimă a supraalimentării ar corespunde unei tensiuni de circa (1,6—1,7) U_n. Se trage concluzia că valoarea supraalimentării trebuie aleasă în funcţie de calitatea miezurilor magnetice şi de mărimea curenţilor de comandă.

Anexa 2. — *Caracteristica măsurată a amplistatului* utilizat pentru experienţe este în fig. 6 curba 1. S-a însemnat cu I_{C0} va-

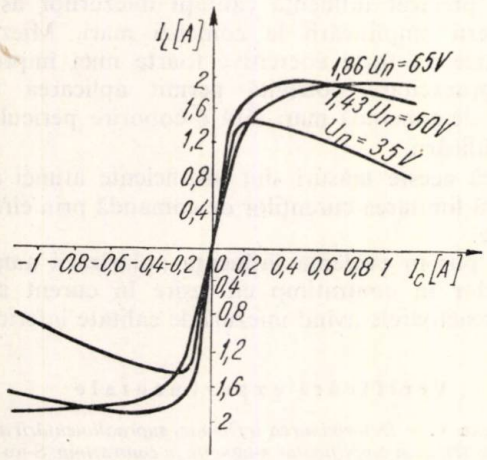


Fig. 16. Caracteristicile unui amplificator în contra timp din amplificatoare magnetice cu autosaturaţie pentru diferite tensiuni de alimentare.

loarea absolută a curentului de comandă corespunzător valorii minime $I_{L_{min}}$ a curentului de sarcină. $I_{L_{min}}$ este chiar curentul de mers în gol I_{L0} al aceluiaşi amplificator, funcţionînd fără reacţie. I_{C_0} se poate calcula punînd condiţia ca amperspirele rezultante de premagnetizare (amperspirele de comandă $N_c\ I_c$ şi de autosaturaţie $\frac{1}{2} N_L\ I_L$) să fie nule, ceea ce corespunde curentului de sarcină minim $I_{L_{min}} = I_{L0}$:

$$N_c\ I_{c0} + \frac{1}{2} N_L\ I_{L0} = 0 \quad \text{sau} \quad I_{c0} = -\frac{1}{2}\frac{N_L}{N_C} I_{L0}.$$

Pe aceeaşi figură s-a reprezentat dreapta care trece prin punctele (+ 1, 0) şi (—1, i_E) (notată 2). Se constată că această dreaptă aproximează destul de corect caracteristica amplificatorului în regiunea curenţilor de comandă negativi chiar pentru miezuri magnetice inferioare. Dreapta 3, paralelă la dreapta 2 (fig. 6) şi care trece prin originea sistemului de coordonate şi prin punctul $\left(-1, \frac{i_E}{2}\right)$, reprezintă ecuaţia caracteristicii amplificatorului magnetic cu un coeficient de reacţie negativă $k = -1$, datorită autosaturaţiei:

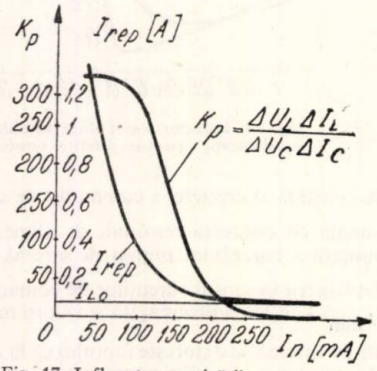


Fig. 17. Influenţa negativării asupra curenţilor de repaus şi a factorului de amplificare la un amplicator conform schemei din fig. 7.

$$N_L\ I_L = \frac{2\ N_c\ I_c}{1-k} = N_c\ I_c$$

iar în unităţi relative:

$$i_L = -\frac{i_E}{2} i_c.$$

Ambele aproximări ale caracteristicii amplificatorului în regiunea curenţilor de comandă negativi sînt apropiate de carcteristica reală. Cu cît i_E este mai redus (materiale magnetice mai bune), cu atît panta dreptelor 2 şi 3 se micşorează, ceea ce este avantajos funcţionării în contratimp a amplificatoarelor magnetice, supuse la supracomenzi.

Curbele măsurate şi calculate pun în evidenţă o proprietate importantă a amplificatoarelor magnetice cu autosaturaţie: în regiunea curenţilor de comandă negativi $i_c < -1$, aceştia comandă curentul şi nu tensiunea de sarcină.

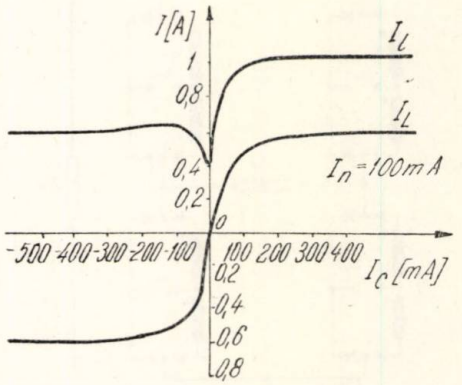


Fig. 18. Variaţia curentului de sarcină şi a curentului de pe una din laturile amplficatorului conform schemei din fig. 7.

Anexa 3. — *Influenţa negativării în cazul unui amplificator conform schemei din fig. 7.* Măsurătorile făcute asupra aceloraşi elemente ca şi în celelalte experienţe au dus la curbele reprezentate pe fig. 17.

Din aceste curbe rezultă că valoarea curentului de repaus I_{rep}, adică a curentului parazit de autosaturaţie care circulă pe laturile montajului în contratimp la curent de comandă nul, poate fi redusă pînă la valoarea I_{L_0} a curentului de mers în gol a unui amplificator magnetic ($I_{L_0} = I_{L_{min}}$). O creştere mare a curentului de negativare nu are sens, deoarece descreşterea curentului I_{rep} la valori ale curentului de negativare I_n peste 150 mA nu mai contează. De asemenea se constată o descreştere rapidă a factorului de amplificare $K_p = \frac{\Delta U_L\ \Delta I_L}{\Delta U_c\ \Delta I_c}$ în regiunea curenţilor de comandă mici (—15 mA $< I_c <$ + 15 mA), datorită deplasării caracteristicilor celor două amplificatoare magnetice. Aceasta limitează creşterea negativării. În practică trebuie căutată o soluţie de compromis: de exemplu pentru I_n = 100 mA se obţine o reducere însemnată a curentului de repaus la o reducere foarte mică a amplificării.

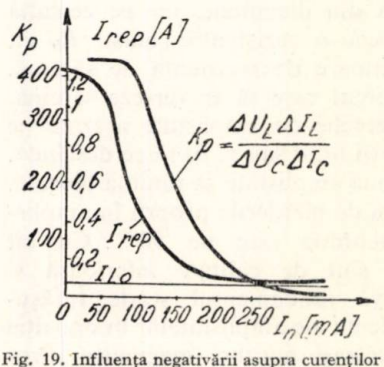


Fig. 19. Influenţa negativării asupra curenţilor de repaus şi a factorului de amplificare la un amplificator conform schemei din fig. 9.

Prin fig. 18 s-a reprezentat caracteristica amplificatorului în contratimp pentru un curent de negativare de 100 mA. Pe aceeaşi figură s-a reprezentat şi variaţia curentului de pe una din laturile schemei. Deoarece în cazul unui servomecanism de poziţie sistemul este readus mereu la zero, reducerea curentului de repaus înseamnă o reducere a solicitărilor termice la care este supus amplificatorul magnetic şi, deci, o reducere a dimensiunilor lui.

Anexa 4. — *Influenţa negativării în cazul unui amplificator conform schemei din fig. 9.* Măsurători au fost făcute

asupra aceloraşi amplificatoare magnetice într-o schemă cu un transformator de sarcină de 120/2 × 35 V.

Tensiunea de alimentare a schemei a fost de 35 V. Curbele şi caracteristicile ridicate sînt reprezentate pe fig. 19 şi 20. Ele nu se deosebesc calitativ de cele ale amplificatorului cu transformator de alimentare.

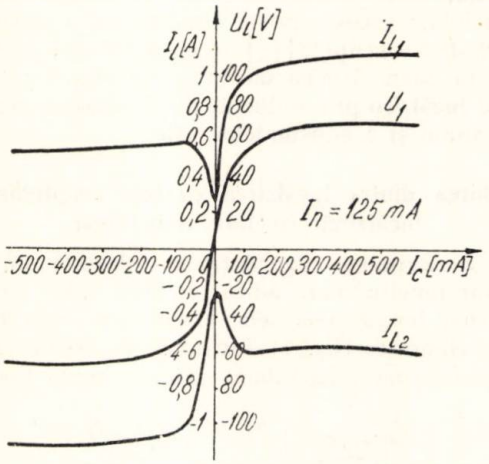


Fig. 20. Variaţia tensiunii de sarcină şi a curenţilor de pe laturile unui amplificator conform fig. 9.

Anexa 5. — *Expresia randamentului.* Indiferent de conexiunea *a* sau *b*, randamentul are expresia:

$$\eta = \frac{\xi}{(1+\xi)(2+\xi)}$$

unde s-a notat $\xi = \frac{R_u}{R_L}$ pentru conexiunea *a* şi $\xi = \frac{R_L}{R_u}$ pentru conexiunea *b* (fig. 13).

Pentru o variaţie a randamentului între 15 % pînă la 17,2 %, deci relativ mică, ξ poate varia între 0,7 pînă la 3. Rezultă că este recomandabil să se aleagă rezistenţele balast $R_u = 3\,R_L$ pentru conexiunea *a* şi $R_u = 1{,}43\,R_L$ pentru conexiunea *b* cu scopul de a limita intensitatea curenţilor de circulaţie, randamentul în sensul definit mai sus fiind de 15%.

BIBLIOGRAFIE

[1] SAY, M. G.: *Magnetic Amplifiers and Saturable Reactors.* G. Newnes Ltd., London, 1954.

[2] GEYGER, W. A.: *Magnetic Amplifier Circuits.* Mc Graw Hill Book Co., New York, 1954.

[3] ROSENBLATT, M. A.: *Magnitnîe Usiliteli.* Moscova, 1955.

[4] STORM, H. F.; *Magnetic Amplifiers.* John Wiley and Sons, New York, 1955.

[5] MILES, J. G.: *Types of Magnetic Amplifiers Survey.* Trans. Amer. Inst. electr. Engrs,, 1952 p. I.

[6] GEYGER, W. A.: *Magnetic Amplifiers of the Balance Detector Type,* Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. p. II, 1951

[7] LORD, H. W.: *Dynamic Hysteresis Loops of several Core Materials.,* Trans. Amer. Inst. electr. Engrs., 1953.

[8] KAFKA, W.: *Der Magnetverstärker.* Siemens Zeitschrift-aprilie, 1953.

[9] SICHLING, G.: *Der Magnetverstärker fur schnelle Regelun, gen,* VDE-Fachberichte, 18 (1954).

[10] KÜMMEL, F.: *Probleme magnetischer Vorverstärker,* Electrotechn. Z. (ETZ) A 76 (1955) 3.

[11] DECKER, R. O.: *Alteration of the Dynamic Response of Magnetic Amplifiers by Feedback.* Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. p. I., 1955.

[12] ROSENBLATT, M. A.: *Osnovîe postroenia magnitnîh usiliteln s nizkim porogom civstvitelnosti.* Avtomatika i Telemehanika, 2(1956) 1.

CHRISTOFOR VAZACA *)

Consideraţii asupra alegerii frecvenţei şi puterii specifice la încălzirea prin inducţie cu flux longitudinal sau transversal

CZ 621.365.5

În toate aplicaţiile de încălzire prin inducţie, frecvenţa şi puterea specifică sînt parametrii fundamentali care intervin în caracterizarea procesului electromagnetic şi termic. Frecvenţa şi constantele electrice şi magnetice ale materialului încălzit, determină *adîncimea de pătrundere* [1]) sau *constanta de pătrundere p*, a energiei electromagnetice.

Raportul a/p dintre grosimea a a materialului, considerată după direcţia de pătrundere a energiei,

*) Ing. CHR. VAZACA este profesor la catedra de electronică a Institutului Politehnic Bucureşti şi membru al Comisiei de Automatizare de pe lîngă Prezidiul Academiei R.P.R.

[1]) Deosebirea dintre adîncimea şi constanta de pătrundere se poate vedea în [8] § 2.1.3. Pe cînd constanta de pătrundere nu depinde de grosimea piesei şi este infinită la frecvenţa zero, adîncimea de pătrundere depinde de grosimea piesei şi este egală cu această grosime la frecvenţa zero.

adică după direcţia vectorului Poynting — şi această constantă p, este o mărime de bază în stabilirea distribuţiei cîmpului electromagnetic în corpul încălzit prin inducţie, deci a curenţilor induşi, a densităţii de putere disipată prin efect Joule şi a surselor de căldură corespunzătoare. Concentrarea la suprafaţă a curenţilor induşi şi a încălzirii — *efectul pelicular* — capacitatea de absorbţie a energiei în piesă, pentru un cîmp inductor dat — *puterea specifică* — cum şi randamentul cu care se transferă energia electromagnetică de la bobina inductoare la corpul încălzit prin inducţie — *randamentul de transfer*, depind de acest raport a/p.

Puterea specifică — puterea electromagnetică intrată în piesă pe unitatea de suprafaţă, determină ritmul de încălzire, creşterea în timp a temperaturii şi distribuţia acestei temperaturi în masa piesei încălzite prin inducţie. Ea depinde de cîmpul magnetic inductor, de constantele electrice şi magnetice ale materialului de frecvenţă şi de o funcţie de raportul a/p, mai mult sau mai puţin complicată.

În cazul corpurilor feromagnetice, din cauza dependenţei permeabilităţii magnetice μ_r de cîmpul magnetizant, constanta de pătrundere este indirect funcţie de puterea specifică [1] [4] [8]. De aici, rezultă că alegerea frecvenţei este legată de alegerea puterii specifice, pentru un anumit efect urmărit. Din cauza acestei interdependenţe, problema alegerii frecvenţei şi puterii specifice se complică foarte mult; pe de o parte, aceste mărimi influenţează direct capacitatea de absorbţie, randamentul de transfer şi distribuţia densităţii de putere şi, pe de altă parte, influenţează indirect fenomenul termic.

Distribuţia temperaturilor în spaţiu şi timp este o funcţie foarte complicată de puterea specifică, de constanta de pătrundere şi de constantele termice ale materialului [1] [8]. Ea ne interesează în deosebi la încălzirea în vederea unei căliri superficiale; atunci se ia în considerare şi raportul p/x_k dintre constanta de pătrundere p şi grosimea stratului călit x_k. Se poate arăta [6] [8] că din punctul de vedere al curbei temperaturilor în corpul încălzit prin inducţie, şi al randamentului termic, sînt de preferat frecvenţe joase, puteri specifice mari şi timpi de încălzire scurţi spre deosebire de cazurile cînd se adoptă frecvenţe înalte, puteri specifice mici şi timpi de încălzire lungi.

În cazul încălzirii în masă, în vederea forjării, laminării, sau a unui tratament termic în toată secţiunea piesei, curba temperaturilor este mai puţin interesantă, încălzirea se face într-un timp mai lung, cu concentrări mai mici de putere electrică şi debit de căldură la suprafaţa piesei.

De obicei, cînd se încearcă să se stabilească recomandări asupra alegerii frecvenţei [1] [2] [3] [4], se ia în considerare numai fenomenul electromagnetic, care este el însuşi destul de complicat şi se lasă de o parte interdependenţa dintre acesta şi fenomenul termic, care introduce dificultăţi de analiză de neînvins. Ideea care stă la baza acestor recomandări este condiţia de realizare a unui randament de transfer bun, avînd în vedere că puterile care intervin în instalaţiile de încălzire prin inducţie sînt mari sau foarte mari şi pierderile care apar în timpul transferului de energie pot fi importante. Dat fiind că randamentul de transfer depinde, în mod hotărîtor, de raportul a/p rezultă că trebuie avută în vedere o situaţie relativă, creată de un ansamblu de parametri: grosimea piesei, frecvenţa, constantele electrice şi magnetice ale materialului; aceasta poate conduce la o clasificare relativă de frecvenţe [5] [8], în sensul că una şi aceeaşi frecvenţă poate fi mică sau mare, în raport cu fenomenele încălzirii prin inducţie, după valoarea grosimii materialului şi a constantelor sale.

Deosebirea dintre încălzirea cu flux longitudinal şi încălzirea cu flux transversal

În majoritatea cazurilor, se foloseşte un flux inductor longitudinal, adică un flux care străbate piesa de-a lungul axei sale. Cazul tipic este dat de piesele cilindrice (fig. 1), introduse în bobine inductoare de formă solenoidală, sau o simplă foaie de

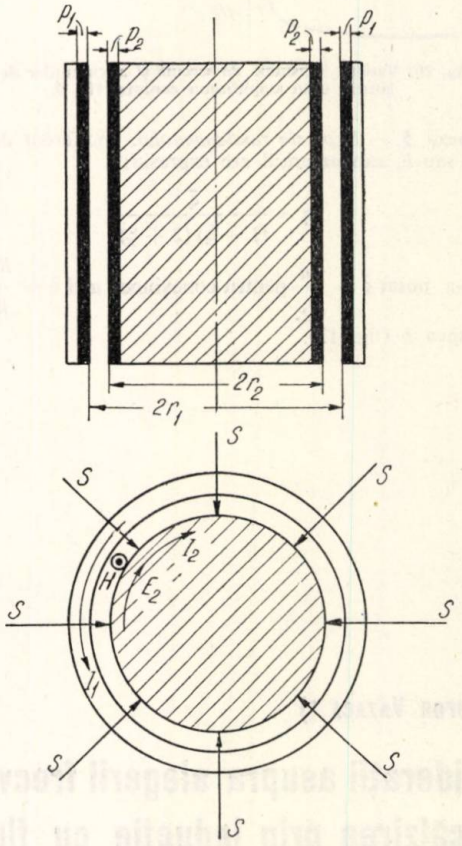


Fig. 1. Ansamblu inductor — piesă cilindrică. Încălzire prin inducţie cu flux longitudinal.

cupru formînd o spiră cilindrică. În acest caz, pătrunderea energiei electromagnetice se face după direcţii radiale — vectorii Poynting se află, cel puţin la mijlocul piesei, în plane perpendiculare pe axul piesei şi sînt îndreptaţi radial, din afară în interiorul piesei [8]. Fluxul de energie electromagnetică străbate piesa transversal şi întîlneşte grosimea de material a, care în cazul fig. 1 este: $a = r_2$.

Dacă grosimea a este suficient de mare în raport cu constanta de pătrundere [1] [8] de pildă, $a \geqslant 5\ p$,

absorbţia de energie este practic totală şi corpul apare opac faţă de unda electromagnetică.

În cazul încălzirii benzilor subţiri prin flux longitudinal (fig. 2), această condiţie este greu de satisfăcut,

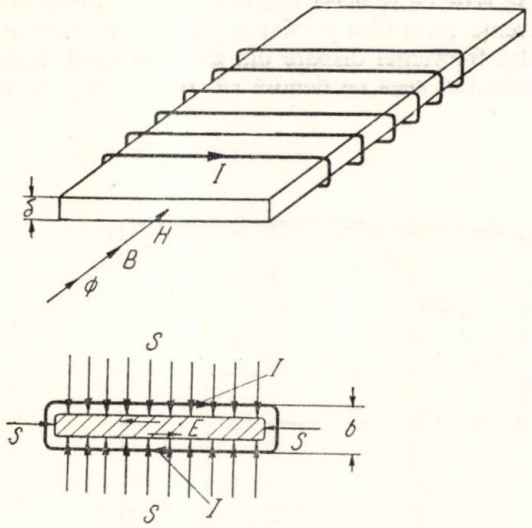


Fig. 2. Ansamblu inductor — piesă plată. Încălzirea benzilor subţiri prin inducţie cu flux longitudinal.

afară numai dacă nu se măreşte mult frecvenţa, astfel încît să scadă constanta de pătrundere. Se vede în fig. 2, că pe direcţia vectorilor Poynting se întîl-

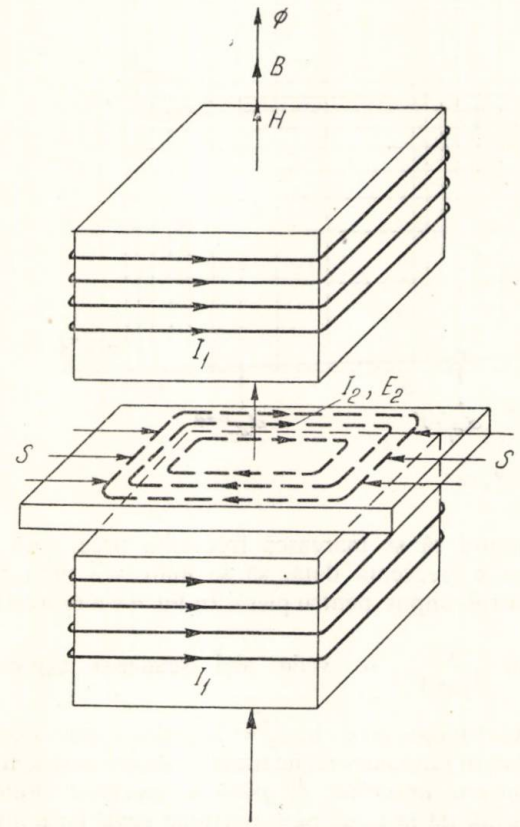


Fig. 3. Încălzirea prin inducţie cu flux transversal a unei benzi subţiri.

neşte, pe cea mai mare parte a perimetrului secţiunii, o grosime de material prea mică, absorbţia de energie este nesatisfăcătoare şi corpul apare transparent faţă de unda electromagnetică.

Situaţia se schimbă radical, dacă se foloseşte în acest caz un flux transversal [7], ca în fig. 3. O dată cu rotirea de 90° a fluxului magnetic, se roteşte cu acelaşi unghi şi spectrul vectorilor Poynting astfel, încît pe direcţia de pătrundere a energiei electromagnetice se întîlneşte o grosime mult mai mare de material şi absorbţia de energie în banda de metal creşte.

Alegerea frecvenţei şi puterii specifice, la încălzirea cu flux longitudinal

Randamentul de transfer. Pentru calculul randamentului de transfer, se consideră cazul practic din fig. 1; piesa cilindrică este introdusă într-un inductor format dintr-o foaie de cupru. Pentru simplificarea calculelor, fără a sacrifica aspectele esenţiale ale fenomenului fizic, se poate presupune piesa lungă în raport cu diametrul şi cîmpul magnetic uniform la suprafaţa piesei. În această ipoteză, dacă în inductor curge un curent de I [A/m], în piesă curge un curent indus, care are aproximativ aceeaşi valoare I[A/m].

Se calculează puterile disipate în inductor P_1 şi în piesă P_2, pe o fîşie de lungime unitate din ansamblul inductor — piesă:

$$P_1 = \frac{2\pi r_1}{\gamma_1 p_1} I \tag{1}$$

$$P_2 = \frac{2\pi H^2}{\gamma_2} \frac{r_2}{p_2} \sqrt{2} \frac{\text{ber}(\alpha_2)\,\text{ber}'(\alpha_2) + \text{bei}(\alpha_2)\,\text{bei}'(\alpha_2)}{\text{ber}^2(\alpha_2) + \text{bei}^2(\alpha_2)} \tag{2}$$

$$P_2 = \frac{2\pi H^2}{\gamma_2} \frac{r_2}{p_2} \mathfrak{F}_5(\alpha_2) \tag{3}$$

în care p_1 şi p_2 sînt constantele de pătrundere în metalul inductorului şi al piesei;

$$p = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \gamma}} \text{ [m]}, \tag{4}$$

unde

$\mu = \mu_0 \mu_r = 4\pi\, 10^{-7}\, \mu_r$ [H/m]; f — frecvenţa, în Hz;

γ — conductivitatea electrică, în $\frac{1}{\Omega_m}$; I — curentul inductor, egal aproximativ cu cel indus, în A/m;

H — cîmpul magnetic la suprafaţa piesei, în A/m.

$$\mathfrak{F}_5(\alpha_2) = \sqrt{2} \frac{\text{ber}(\alpha_2)\,\text{ber}'(\alpha_2) + \text{bei}(\alpha_2)\,\text{bei}'(\alpha_2)}{\text{ber}^2(\alpha_2) + \text{bei}^2(\alpha_2)} \tag{5}$$

iar

$$\alpha_2 = \sqrt{2} \frac{r_2}{p_2}.$$

Funcţia $\mathfrak{F}_5(\alpha_2)$ este reprezentată în fig. 4. Se observă o micşorare importantă a creşterii funcţiei în jurul valorii $\alpha_2 = 3{,}5$ iar pentru valori $\alpha_2 > 10$, creşterea este practic nulă şi $\mathfrak{F}_5(\alpha_2) = 1$. Randamentul de transfer este:

$$\mu = \frac{P_2}{P_2 + P_1} = \frac{1}{1 + \frac{P_1}{P_2}} \tag{6}$$

în care:

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{r_1}{r_2} \frac{\gamma_2}{\gamma_1} \frac{p_2}{p_1} \left(\frac{I}{H}\right)^2 \frac{1}{\mathfrak{F}_5(\alpha_2)} = \frac{r_1}{r_2} \left(\frac{\mu r_1 \cdot \gamma_2}{\mu r_2 \cdot \gamma_1}\right)^{1/2} \left(\frac{I}{H}\right)^2 \frac{1}{\mathfrak{F}_5(\alpha_2)}. \tag{7}$$

Pentru ca randamentul de transfer să fie mare, trebuie ca raportul P_1/P_2 să fie mic. Aceasta se obține dacă:

r_2 este cît mai apropiat de r_1, în limitele admise de diferența de potențial dintre inductor și piesă;

piesa este de permeabilitate mare și inductorul de permeabilitate mică (la cupru $\mu_{r_1} = 1$);

$$\eta \cong \frac{1}{1 + \frac{r_1}{r_2}\sqrt{\frac{\mu r_1 \cdot \gamma_2}{\mu r_2 \cdot \gamma_1}}}. \qquad (8)$$

Se vede că în acest caz limită, care corespunde la frecvențe mari (sau p mic) și grosime de piesă mare, efectul frecvenței dispare din expresia randamentului de transfer, ceea ce denotă că, pentru o piesă dată,

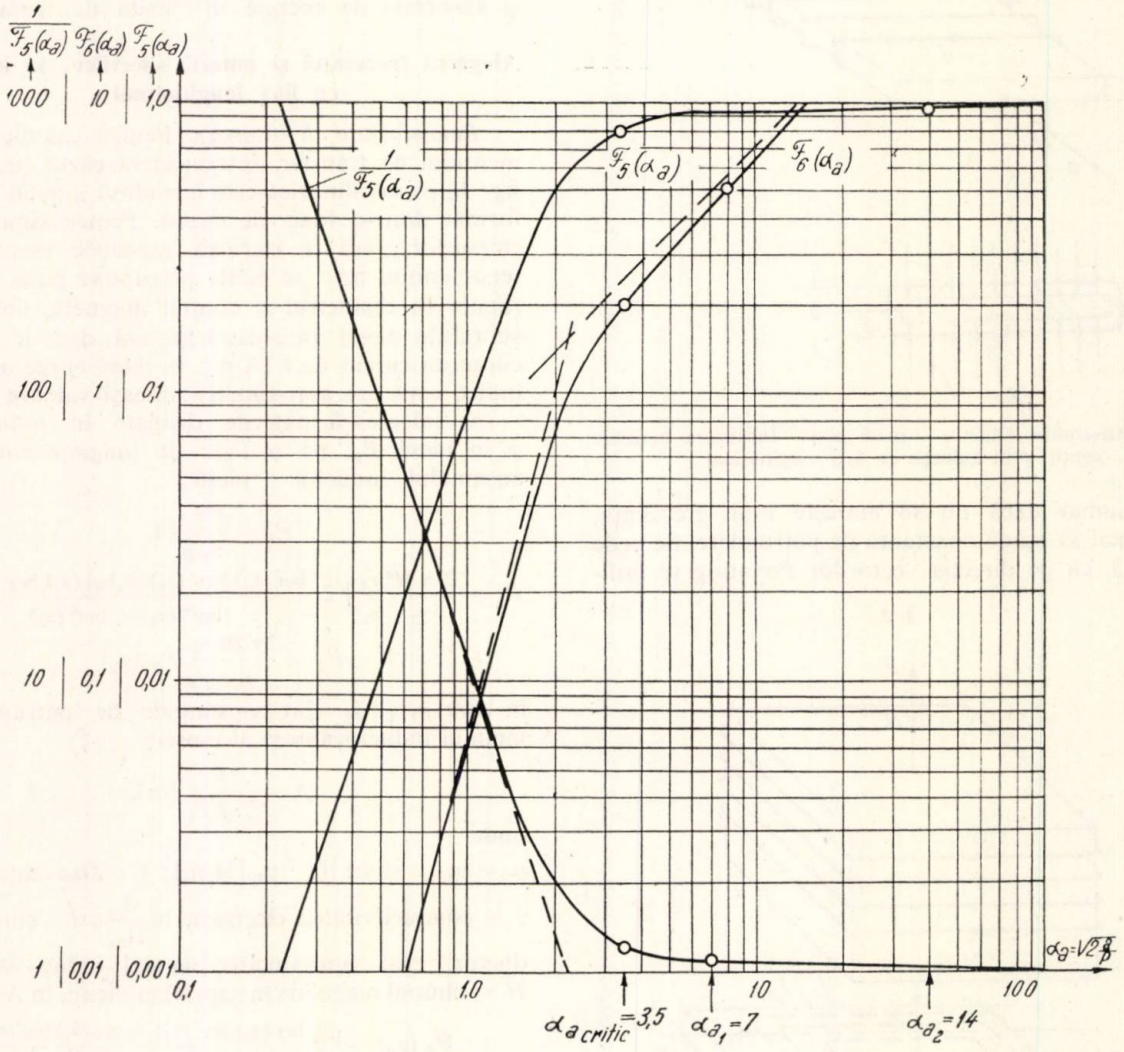


Fig. 4. Funcțiile $\mathfrak{F}_5(\alpha_2)$, $\frac{1}{\mathfrak{F}_5}(\alpha_2)$ și $\mathfrak{F}_6(\alpha_2)$.

curentul inductor este mic pentru un cîmp magnetic dat la suprafața piesei; dacă scăpările magnetice între inductor și piesă sînt nule (ceea ce se realizează în cazul teoretic al unui ansamblu de lungime infinită) se obține $I/H = 1$;

valoarea funcției $\mathfrak{F}_5(\alpha_2)$ este mare.

Efectul frecvenței asupra randamentului de transfer se produce prin parametrul $\alpha_2 = \sqrt{2}\frac{r_2}{p_2} = \sqrt{2r_2}\sqrt{\pi f \mu_2 \gamma_2}$ și funcția $\mathfrak{F}_5(\alpha_2)$. Cînd $\alpha_2 > 10$ și $\frac{I}{H} = 1$ se obține:

este inutil să se mărească frecvența prea mult sau pentru o frecvență dată, să se mărească prea mult diametrul impus pentru piesă. În fig. 4 s-a reprezentat funcția $\frac{1}{\mathfrak{F}_5(\alpha_2)}$; se vede aici scăderea rapidă a acestei funcții pînă la $\alpha_2 = 3{,}5$, după care cîștigul realizat în randamentul de transfer devine neînsemnat.

Puterea absorbită și puterea specifică. Puterea totală intrată în piesă pe o porțiune egală cu unitatea (fig. 1) este:

$$P_2 = \frac{2\pi H^2}{\gamma_2}\mathfrak{F}_6(\alpha_2) \ [\mathrm{W/m}] \qquad (9)$$

în care

$$\mathfrak{F}_6(\alpha_2) = \frac{r_2}{p_2}\,\mathfrak{F}_5(\alpha_2). \tag{10}$$

Funcția $\mathfrak{F}_6(\alpha_2)$ este reprezentată în fig. 4; ea admite două asimptote:

$$\text{pentru } \alpha_2 \text{ mic: } \mathfrak{F}_6(\alpha_2) \cong \left(\frac{\alpha_2}{2}\right)^4 \tag{11}$$

$$\text{pentru } \alpha_2 \text{ mare: } \mathfrak{F}_6(\alpha_2) \cong \frac{\alpha_2}{\sqrt{2}} = \frac{r_2}{p_2}. \tag{12}$$

Pentru un cîmp dat la suprafața piesei, puterea absorbită crește repede cu α_2 pînă la valoarea $\alpha_2 = 3{,}5$, după care creșterea continuă mai încet. Cînd $\alpha_2 \geqslant 10$ se poate lua:

$$P_2 \cong 2\pi r_2 \frac{H^2}{\gamma_2 p_2} \quad [\mathrm{W/m}]. \tag{13}$$

Din variația lui P_2 se trage o concluzie similară cu cea obținută mai sus din variația randamentului de transfer; pentru ca absorbția de putere să fie suficient de intensă, este necesar ca $\alpha_2 > 3{,}5$ adică frecvența și diametrul piesei să fie suficient de mari. La cele două expresii ale lui P_2 de mai sus, corespund două expresii pentru puterea specifică:

$$P_s = \frac{P}{2\pi r_2} \cong \frac{H^2}{\gamma_2 p_2}\,\mathfrak{F}_5(\alpha_2) \quad [\mathrm{W/m^2}] \tag{14}$$

$$P_s \cong \frac{H^2}{\gamma_2 p_2}\,[\mathrm{W/m^2}]. \tag{15}$$

Dependența dintre constanta de pătrundere și puterea specifică. La corpurile feromagnetice, permea bilitatea magnetică fiind variabilă cu cîmpul magnetizant, ecuațiile care descriu fenomenul devin neli. niare. Expresiile date mai sus nu mai sînt riguroase Constanta de pătrundere p și parametrul α, depind de cîmpul magnetic. Pentru aplicații tehnice, se poate face un compromis [1] [8] păstrînd relațiile date pentru randamentul de transfer, pentru P_2 și P_s și admițînd o anumită expresie analitică pentru dependența permeabilității de cîmpul magnetic. Asemenea expresii pentru $\mu_r = f(H)$ se pot stabili, de la caz la caz, după felul materialului utilizat în aplicația dată. De pildă pentru oțelurile uzuale în fabricația mecanică, se poate propune relația:

$$\mu_r = \frac{1}{a + b\,H} + 1 \tag{16}$$

în care: $a = 10^{-3}$; $b = 7.10^{-7}$; H — cîmpul magnetic în valori eficace, A/m.

Pentru valori mari ale cîmpului magnetic, care se întîlnesc în aplicațiile de încălzire prin inducție, relația [16] se poate simplifica:

$$\mu_r = \frac{1}{b\,H} = \frac{14{,}3 \cdot 10^5}{H}. \tag{17}$$

În fig. 5 s-a reprezentat variația permeabilității relative efective în curent alternativ, după relația (16) — curba plină — și după relația (17) — curba punctată.

Folosind expresiile (4), (15) și (17) se obține:

$$p = \left(\frac{P_s}{\gamma}\right)^{1/3} \left(\frac{b}{\pi f \mu_0}\right)^{2/3}. \tag{18}$$

Dacă se ia pentru oțelul cald $\gamma = 6 \cdot 10^5 \frac{1}{\Omega\mathrm{m}}$ și se exprimă P_s în $\mathrm{W/m^2}$ și f în Hz, rezultă:

$$p \cong 3{,}75.10^{-3} \cdot \left(\frac{P_s}{f^2}\right)^{1/3} \quad [\mathrm{m}] \tag{19}$$

sau cu P_s în $\mathrm{W/cm^2}$ și f în Hz:

$$p \cong 8 \left(\frac{P_s}{f^2}\right)^{1/3} \quad [\mathrm{cm}]. \tag{20}$$

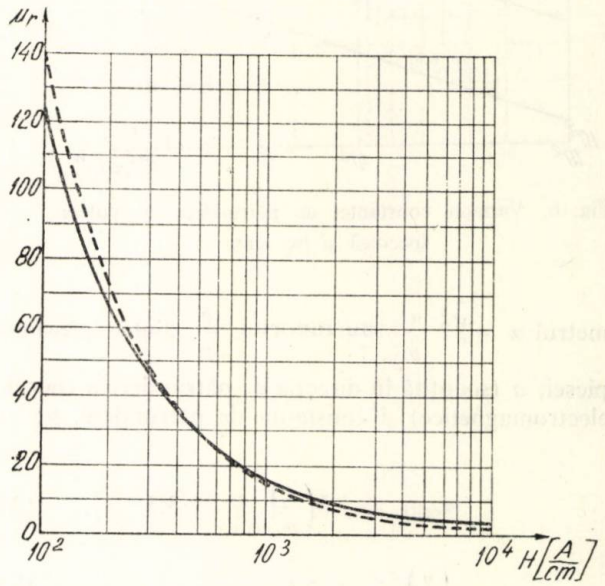


Fig. 5. Variația permeabilității relative efective în curent alternativ, cu cîmpul magnetic.

În fig. 6 s-a trasat variația constantei de pătrundere, cu puterea specifică și frecvența. Expresiile (19) și (20) nu sînt valabile pentru orice valoare a puterii specifice și a frecvenței, pentru că la deducerea lor s-a pus condiția unui cîmp magnetic suficient de mare, de pildă $H > 100$ $\mathrm{A_{ef}/cm}$. Din expresiile (4), (15) și (17), se poate obține:

$$H = \left(\frac{\gamma\, b}{\pi f \mu_0}\right)^{1/3} P_s^{2/3}. \tag{21}$$

În fig. 7 s-a trasat variația cîmpului la suprafața piesei de oțel, în funcție de puterea specifică și frecvență. Diagrama poate fi utilizată pentru a exclude valorile P_s și f, care nu satisfac condiția $H > 100$ $\mathrm{A_{ef}/cm}$.

Diagrame pentru alegerea frecvenței, a puterii specifice și a grosimii piesei. Diagramele din fig. 4 au scos în evidență o valoare critică pentru para-

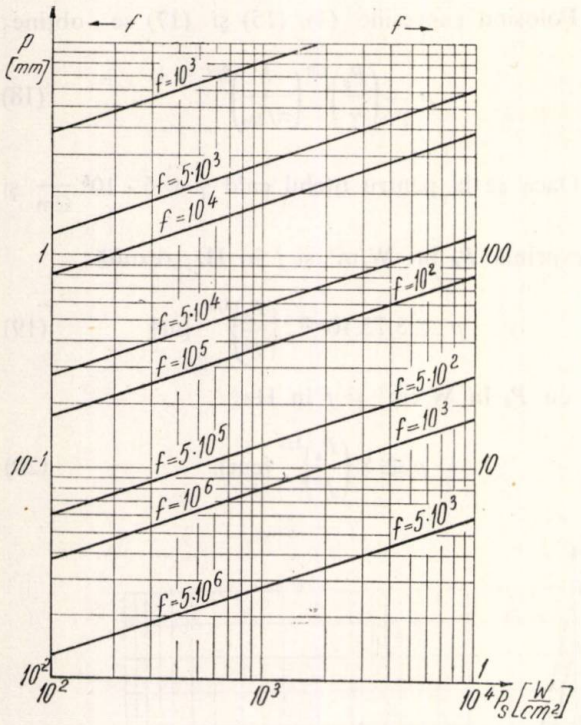


Fig. 6. Variaţia constantei de pătrundere cu puterea specifică şi frecvenţa

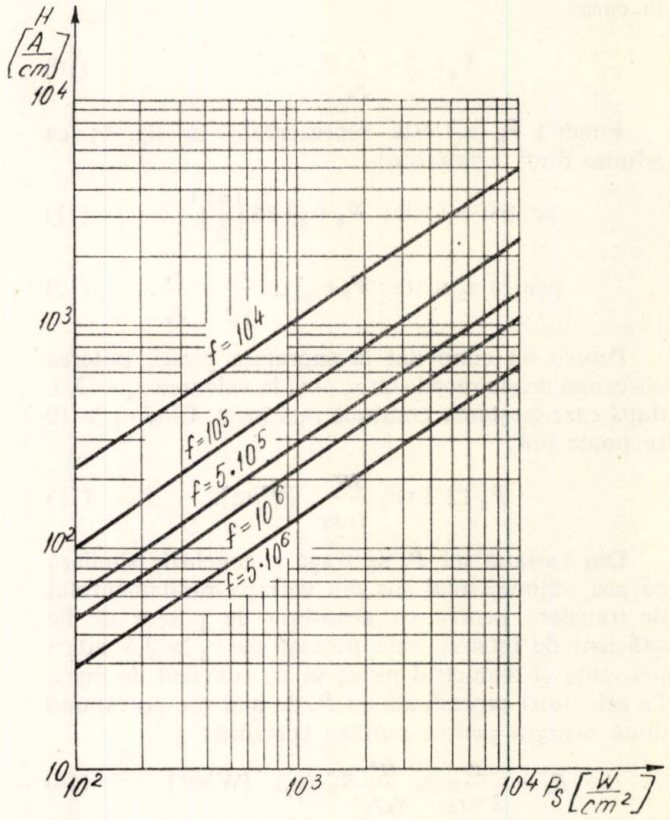


Fig. 7. Cîmpul magnetic la suprafaţa oţelului, în funcţie de puterea specifică şi frecvenţă.

metrul $\alpha = \sqrt{2}\,\frac{a}{p}$ sau raportul $\frac{a}{p}$ dintre grosimea piesei, a (socotită în direcţia de pătrundere a energiei electromagnetice) şi constanta de pătrundere, p:

$$\alpha_{\text{critic}} = \sqrt{2}\left(\frac{a}{p}\right)_{\text{critic}} \cong 3{,}5 \qquad (22)$$

$$\left(\frac{a}{p}\right)_{\text{critic}} \cong 2{,}5\,. \qquad (23)$$

Aceeaşi valoare critică apare şi în cazul unei piese cu secţiune plată dreptunghiulară încălzită prin flux longitudinal, adică excitată pe ambele feţe. În adevăr, în acest caz, dacă grosimea piesei este a şi cîmpul la suprafaţă H, puterea absorbită de piesă pe unitatea de suprafaţă, pe ambele feţe este [1] [8]:

$$P = \frac{2H^2}{\gamma p}\,G\left(\frac{a}{p}\right) \qquad (24)$$

în care:

$$G\left(\frac{a}{p}\right) = \frac{1 - \varepsilon^{-\frac{4a}{p}} - 2\varepsilon^{-\frac{a}{p}}\left(\sin\frac{a}{p} + \cos\frac{a}{p}\right) + \varepsilon^{-\frac{2a}{p}}\cdot\left(\sin\frac{2a}{p} + \sin\frac{a}{p}\right) + 2\varepsilon^{-\frac{2a}{p}}\cdot\left(\cos\frac{a}{p} - \sin\frac{a}{p}\right)}{1 + \varepsilon^{-\frac{4a}{p}} - 2\varepsilon^{-\frac{2a}{p}}\cdot\cos\frac{a}{p}}\,. \qquad (25)$$

În fig. 8 se arată variaţia funcţiei $G\left(\frac{a}{p}\right)$ cu raportul a/p; se vede că se poate considera ca valoare critică pentru acest raport, aproximativ aceeaşi valoare 2,5.

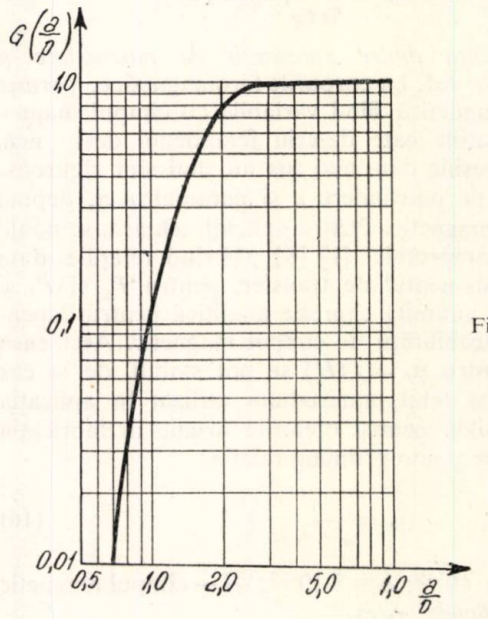


Fig. 8. Funcţia $G\left(\frac{a}{p}\right)$.

Pe de altă parte, atît din fig. 4 cît şi din fig. 8, se poate recomanda un interval optim pentru parametrul α sau raportul a/p, ţinînd seama că este bine să se depăşească valoarea critică, însă nu prea mult, pentru a nu exagera concentrarea căldurii la supra-

faţă, care ar putea produce arderea stratului de la suprafaţă. Se poate lua, de exemplu:

$$\alpha = 7 - 14 \tag{26}$$

$$\frac{a}{p} = 5 - 10 \tag{27}$$

Dacă ţinem seama de relaţia (20) şi de cele trei valori indicate pentru raportul $\frac{a}{p}$ — critică (2,5), minimă (5), maximă (10), — se poate obţine pentru grosimea a, pentru puterea specifică P_s şi frecvenţa f, de asemenea, cîte trei valori:

$$\left.\begin{aligned} a_c &= 20\sqrt[3]{\frac{P_s}{f^2}}\ ;\ a_1 = 2a_c\ ;\ a_2 = 4a_c \\ P_{sc} &= f^2\left(\frac{a}{20}\right)^3\ ;\ P_{s1} = \frac{1}{8}P_{sc}\ ;\ P_{s2} = \frac{1}{64}P_{sc} \\ f_c &= \sqrt{P_s\left(\frac{20}{a}\right)^3}\ ;\ f_1 = 2{,}86\ f_c;\ f_2 = 8{,}76\ f_c \end{aligned}\right\} \tag{28}$$

Cu aceste relaţii, se poate calcula un interval de valori recomandabile şi o valoare critică pentru una din mărimile a, P_s, f cînd se dau celelalte două. Bineînţeles, relaţiile (28) nu au decît o valoare de primă orientare, date fiind ipotezele făcute anterior pentru a le adapta mai exact la un anumit caz de aplicaţie, rămîne doar să se ajusteze coeficienţii numerici, care vor lua alte valori, dacă coeficientul b din relaţia (17) trebuie modificat.

Ideile expuse aici au meritul de a arăta că folosirea frecvenţelor înalte şi a puterilor specifice mici, nu constituie în multe cazuri, soluţia recomandată; de multe ori sînt de preferat frecvenţele audio, şi în unele cazuri este acceptabilă chiar frecvenţa industrială (50 Hz). Evident, problema utilizării frecvenţelor joase sau înalte are şi alte aspecte, aşa cum s-a arătat în altă parte [6].

Pentru a oferi o orientare rapidă, s-au construit, cu relaţiile (28), diagramele din fig. 9 şi fig. 10. Curbele punctate sînt mai puţin acceptabile, pentru că se îndepărtează de la ipoteza făcută la stabilirea relaţiei (17). În diagramele din fig. 10, coeficienţii 2,86 şi 8,76, din relaţiile (28), s-au rotunjit la valorile 3 şi 9.

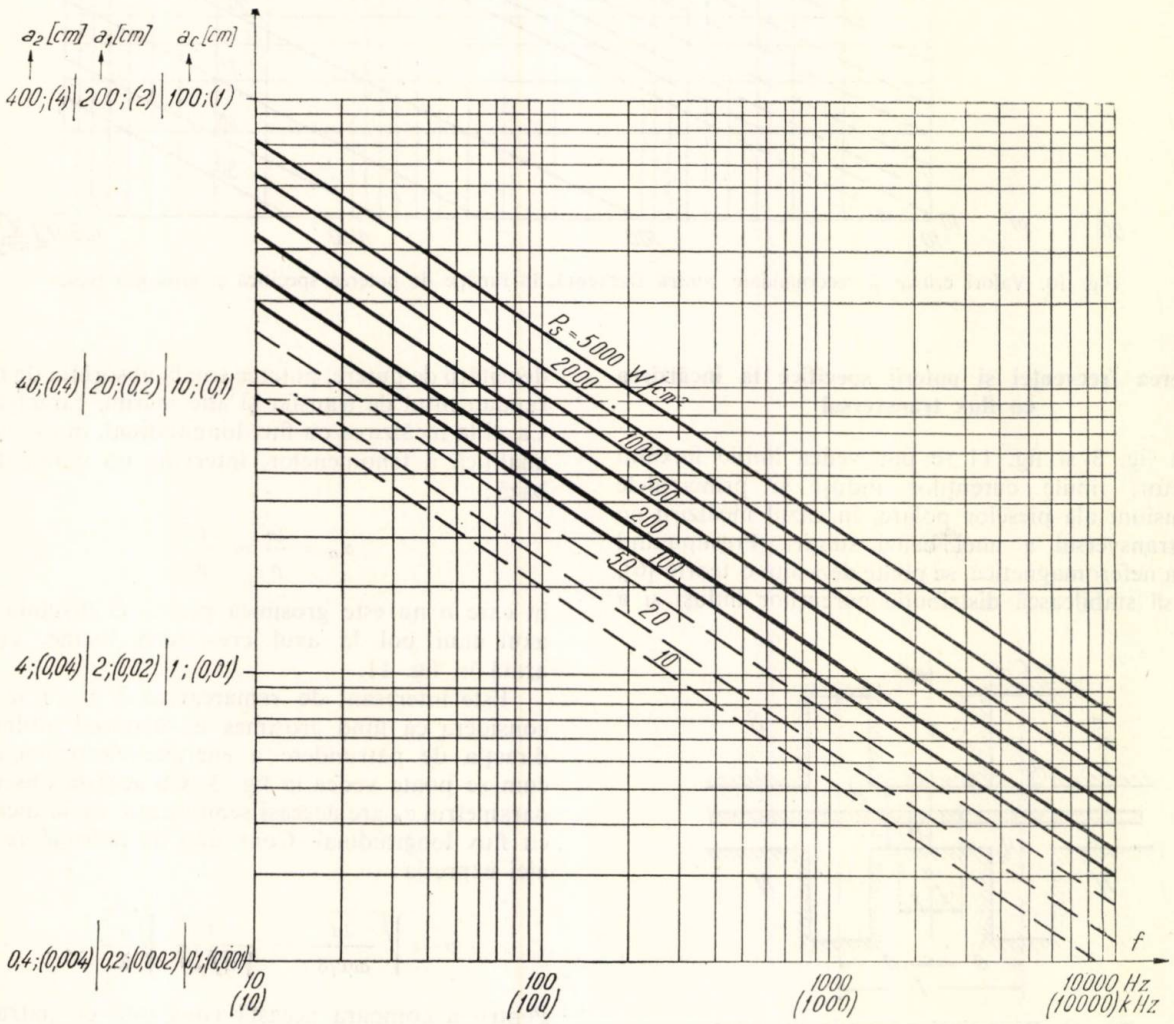


Fig. 9. Valori critice şi recomandate pentru grosimea piesei în funcţie de frecvenţă şi puterea specifică.

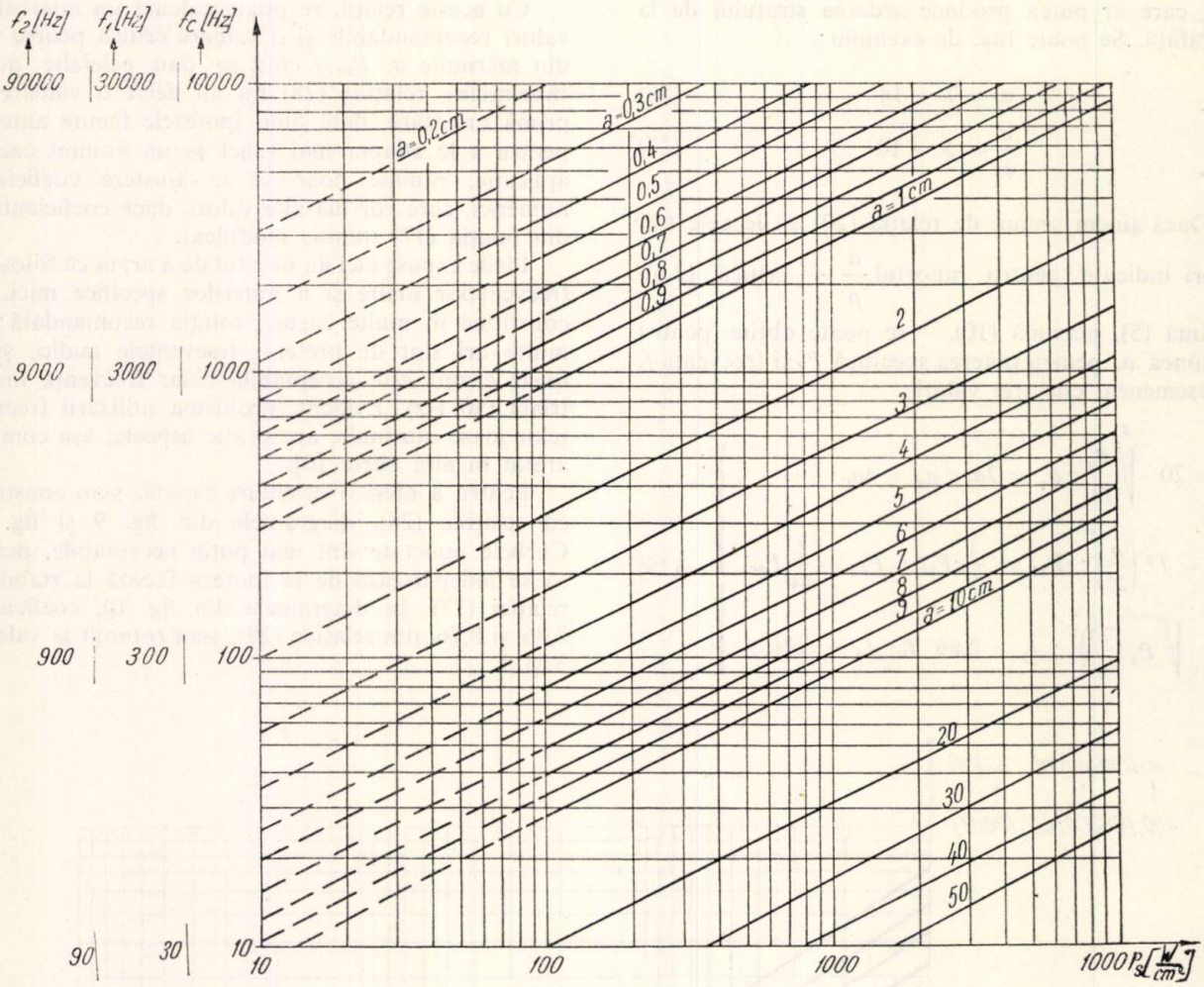


Fig. 10. Valori critice şi recomandate pentru frecvenţă, în funcţie de puterea specifică şi grosimea piesei.

Alegerea frecvenţei şi puterii specifice la încălzirea cu flux transversal

În fig. 3 şi fig. 11 se pot vedea liniile fluxului inductor, liniile curenţilor induşi şi principalele dimensiuni ale pieselor polare, în cazul încălzirii cu flux transversal a unei benzi subţiri. Presupunînd banda neferomagnetică, se poate dezvolta o teorie [6], care să stabilească distribuţia curenţilor induşi şi a densităţii de putere, puterea totală absorbită de bandă, randamentul de transfer şi alte mărimi caracteristice. Ca şi la încălzirea cu flux longitudinal, în exprimarea analitică a fenomenelor, intervine un parametru de bază:

$$\alpha_a = \frac{2a}{p} = \frac{l}{p} \tag{29}$$

în care a nu este grosimea piesei, ci distanţa de la axul unui pol la axul crestăturii vecine, cum se arată în fig. 11.

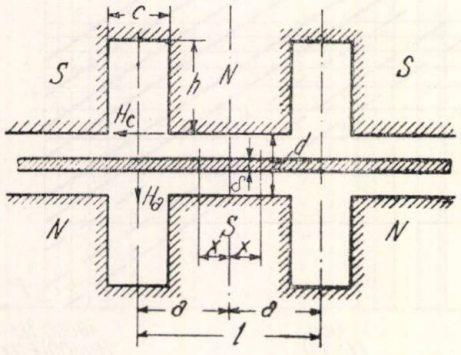


Fig. 11. Dimensiuni principale ale inductorului cu flux transversal.

Este interesant de remarcat că $2a = l$ se poate considera ca fiind grosimea de material întîlnită pe direcţia de pătrundere a energiei electromagnetice, cum se poate vedea în fig. 3. Cu această observaţie, parametrul α_a are aceeaşi semnificaţie ca la încălzirea cu flux longitudinal. Constanta de pătrundere p are aici expresia:

$$p = \sqrt{\frac{2d}{\omega\mu\gamma\delta}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f\mu\gamma}} \sqrt{\frac{d}{\delta}} \quad . \tag{30}$$

Pentru a compara această constantă de pătrundere de la încălzirea cu flux transversal, cu cea obţinută

la încălzirea cu flux longitudinal, — relaţia (4) —, să afectăm indicii t şi l; atunci se poate scrie:

$$\frac{p_t}{p_l} = \sqrt{\frac{d}{\delta}} > 1 \,. \tag{31}$$

Acesta este un rezultat interesant, care provine din rotirea spectrului vectorului Poynting, cu 90°.

În ce priveşte randamentul de transfer, teoria [6] arată că se poate exprima prin:

$$\eta_l = \frac{R_2'}{R_2' + R_1} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2'}} \tag{32}$$

în care R_1 este rezistenţa proprie a unei bobine de excitaţie a polului; R_2' — rezistenţa reflectată în bobina de excitaţie de curenţii induşi în bandă;

$$R_2' = \frac{2\omega n^2 bl\mu_0}{d} \mathfrak{F}_2(\alpha_a) \tag{33}$$

$$\mathfrak{F}_2(\alpha_a) = \frac{1}{\alpha_a} \frac{\operatorname{sh}\alpha_a - \sin\alpha_a}{\operatorname{ch}\alpha_a + \cos\alpha_a} \tag{34}$$

unde n reprezintă — numărul de spire al bobinei de excitaţie; b — lăţimea benzii; l şi d — dimensiuni indicate în fig. 11.

Diagrama din fig. 12 arată că funcţia $\mathfrak{F}_2(\alpha_a)$ trece prin maximum pentru $\alpha_a = 2{,}5$; aceasta este situaţia pentru care şi randamentul de transfer trece prin maximum. Spre deosebire de cazul încălzirii cu flux longitudinal, aici nu se poate vorbi de o valoare critică pentru α_a, ci de o valoare optimă:

$$\alpha_{a\,\text{optim}} = 2{,}5. \tag{35}$$

Dacă folosim relaţiile (29) şi (30), se poate deduce o frecvenţă optimă, pentru dimensiuni geometrice date şi un material dat:

$$f_{\text{optim}} = 1{,}585 \frac{d}{\gamma \cdot \mu_r \delta l^2} 10^6 \tag{36}$$

în care f este frecvenţa, în Hz; γ — conductivitatea electrică, în $\frac{1}{\Omega\text{m}}$; μ_r — permeabilitatea magnetică relativă efectivă, în curent alternativ; d, δ, l — dimensiuni din fig. 11, în m.

Este interesant de comparat această frecvenţă optimă, cu frecvenţa critică din cazul încălzirii cu flux longitudinal a unei piese de grosimea a:

$$f_{\text{critic}} = 1{,}585 \frac{1}{\gamma \cdot \mu_r \cdot a^2} 10^6 \,. \tag{37}$$

Dacă afectăm şi aici indicii t şi l şi dacă considerăm grosimea δ a benzii dintr-un caz egală cu grosimea a a piesei din celălalt caz, se obţine:

$$\frac{f_{t\,\text{optim}}}{f_{l\,\text{critic}}} = \frac{\delta\, d}{l^2} \,. \tag{38}$$

Această relaţie arată clar că, în cazul fluxului transversal, frecvenţele recomandate rezultă mult mai mici decît în cazul fluxului longitudinal. De pildă, dacă: $l = 0{,}1$ m, $d = 0{,}01$ m, $\delta = 0{,}002$ m avem:

$$f_{t\,\text{optim}} = \frac{1}{500} f_{l\,\text{critic}} \,.$$

O interdependenţă între frecvenţă şi putere specifică există şi aici, în cazul corpurilor feromagnetice,

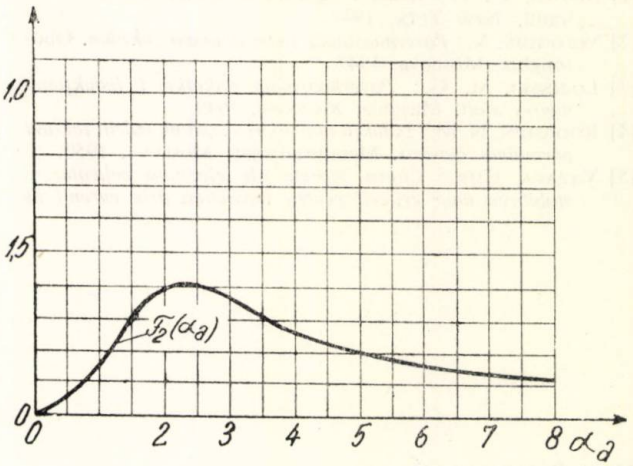


Fig. 12. Funcţia $\mathfrak{F}_2(\alpha_a)$.

din cauza permeabilităţii relative μ_r. Deşi teoria dezvoltată se referă la corpuri neferomagnetice, ea se poate aplica, pentru o primă orientare, şi cînd $\mu_r > 1$, dacă μ_r este mic, rezultînd dintr-un cîmp magnetic intens şi o putere specifică mare. Pentru legătura dintre μ_r şi H, se poate folosi relaţia (17), iar pentru cîmpul magnetic, se poate lua valoarea:

$$H_a = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{P \cdot 10^7}{bldf\, \mathfrak{F}_2(\alpha_a)}}$$

în care P este puterea introdusă în bandă pe una din feţe şi pe un pas polar, în W; d — dimensiuni din fig. 11, în m; f — frecvenţa, în Hz; H_a — cîmpul magnetic în crestătură, în A/m.

Dacă μ_r este mare, apare o abatere importantă faţă de ipotezele teoriei, deoarece în construcţia din fig. 11, pe lîngă fluxul transversal, se produce o deviere însemnată de flux prin banda feromagnetică, deci apare şi un flux longitudinal.

Concluzii

Expunerea de mai sus a avut scopul să arate că plecînd de la consideraţii teoretice, privind aspectele esenţiale ale fenomenelor, se poate face o clarificare a unei chestiuni destul de complicate.

Ideea de bază a fost aceea a pătrunderii energiei electromagnetice, în condiţii optime, în piesa încălzită prin inducţie.

În funcţie de constanta de pătrundere şi de randamentul de transfer, s-au putut stabili situaţii critice şi optime, în ce priveşte alegerea frecvenţei şi puterii specifice.

Deşi diagramele date nu au decît o valoare de orientare, din cauza complicaţiilor introduse de mediile feromagnetice, totuşi se poate spera că ele vor constitui un îndreptar util pentru cei care folosesc încălzirea prin inducţie.

BIBLIOGRAFIE

[1] BROWN, G. H.: *Radio Frequency Heating*, D. Van Nostrand, New York, 1947.

[2] VOLOGDIN, V.: *Poverhnostnaia indukţionnaia zakalka*. Oboronghiz, Moscova, 1947.

[3] LOZINSKI, M. G.: *Poverhnostnaia zakalka i indukţionîi nagrev stali*. Maşghiz, Moscova, 1949.

[4] RODIGHIN, N. M.: *Indukţionnîi nagrev stalinîh izdelii tokami normalnoi ciastoti*. Metalurghizdat, Moscova, 1950.

[5] VAZACA, CHR.: *Câteva aspecte ale efectului pelicular şi stabilirea unor criterii pentru încălzirea prin curenţi de înaltă frecvenţă*. Lucrările Sesiunii generale ştiinţifice a Academiei R.P.R. din 2—12 iunie 1950, p. 930—945.

[6] VAZACA, CHR.: *Studiu comparativ al metodelor de încălzire superficială prin inducţie în joasă şi înaltă frecvenţă*. Studii şi cercetări de energetică, I (1951) 1—2, p. 67—98.

[7] VAZACA, CHR.: *Încălzirea prin inducţie cu flux transversal*. Electrotehnica, 3 (1955) 2—3, p. 87—101.

[8] VAZACA, CHR.: *Încălzirea prin inducţie în joasă şi înaltă frecvenţă*. Ed. Academiei R.P.R., Bucureşti, 1956.

MIHAI DRĂGĂNESCU *)

Generalizarea formulei lui Barkhausen la oscilatoarele electronice

CZ 621.373.4.011

Formula lui Barkhausen — aşa cum a demonstrat-o autorul [1] — nu poate servi decît pentru a afla condiţia ca un montaj să oscileze, sau mai exact, condiţia de amorsare a oscilaţiilor. Ea nu dă însă nici un răspuns asupra amplitudinii oscilaţiilor staţionare şi nici asupra felului cum poate depinde frecvenţa de oscilaţie, de amplitudinea oscilaţiilor. Mai pe scurt, formula clasică a lui Barkhausen nu ţine seamă de neliniaritatea tubului electronic.

În articolul de faţă se reia formula lui Barkhausen dîndu-i-se o generalizare care ţine seama de neliniaritate. Această generalizare nu reprezintă decît o consecinţă a lucrărilor lui K. TEODORCIK [2] şi A. BLAQUIÈRE [3]. Ideea de bază este ca în relaţia lui Barkhausen

$$\bar{a}\,\bar{\beta} = 1 \qquad (1)$$

să se folosească o amplificare liniarizată $\bar{a}$ şi un factor de reacţie liniarizat $\bar{\beta}$; acestea sînt valori medii, liniarizate, care depind de amplitudinea oscilaţiilor. Însăşi BARKHAUSEN [1] foloseşte noţiunea de pantă medie la un tub electronic, definită astfel:

$$\bar{S} = \frac{I_1}{U_g} = S_0 f(U_g) \qquad (2)$$

în care: S_0 este panta statică în punctul mediu de funcţionare; U_g — amplitudinea semnalului pe grilă; I_1 — fundamentala curentului anodic.

La semnale mici panta medie coincide cu panta statică însă pe măsură ce excursia semnalului pătrunde în regiunile neliniare (de sus şi jos) ale caracteristicii tubului (fig. 1), panta medie diferă de panta statică.

*) Ing. M. DRĂGĂNESCU este lector la catedra de electronică a Institutului Politehnic din Bucureşti.

BARKHAUSEN a folosit noţiunea de pantă medie pentru a-şi explica trăsăturile principale ale fenomenului de auto-oscilaţie, dar nu a acordat suficientă atenţie acestei metode de liniarizare. În urma lucrărilor lui I. B. COBZAREV [4] s-a constatat utilitatea metodei liniarizării echivalente iar KRÎLOV şi BOGOLIUBOV [5] au fundamentat această metodă din punct de vedere matematic. Din punct de vedere fizic, metoda se caracterizează prin aceea că ţine seamă de efectul neliniarităţii numai asupra primei armonici (introducînd parametri liniarizaţi pentru

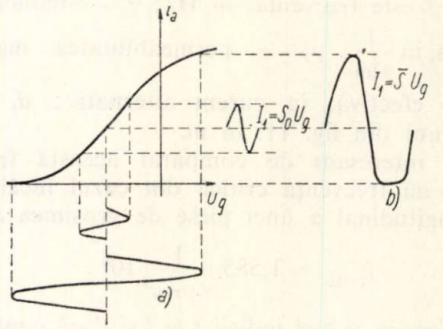


Fig. 1. Regimul de lucru al tubului:
a-fundamentalei curentului în corespunde o pantă statică;
b-fundamentalei curentului îi corespunde o pantă medie, diferită de panta statică.

prima armonică) neglijînd complet armonicele superioare. Rezultă că această metodă se poate aplica numai la sisteme cu procent mic de armonici, ceea ce se obţine fie la sisteme slab neliniare, fie la sisteme mai puternic neliniare dar cu circuite selective pentru prima armonică. Dacă armonicele sînt importante, pe lîngă prezenţa lor în circuit, ele influenţează

însăşi prima armonică [1]). La un sistem auto-oscilant, armonicele vor influenţa atît amplitudinea cît şi frecvenţa de oscilaţie, ceea ce este mai important [8].

Metoda liniarizării echivalente duce la soluţii de primă aproximaţie, cu atît mai apropiate de realitate cu cît procentul de armonici este mai mic. În acest cadru, al metodei liniarizării echivalente, se plasează generalizarea formulei lui Barkhausen [1], unde s-a presupus că atît reţeaua de amplificare cît şi reţeaua de reacţie conţin elemente neliniare. Astfel, amplificarea şi factorul de reacţie, intervin cu valori liniarizate, dependente de parametrii montajului şi de amplitudinea oscilaţiilor:

$$\bar{a} = \bar{a}\,(U, p, r, \ldots ; L, \ldots ; C, \ldots) \tag{3}$$

$$\bar{\beta} = \bar{\beta}\,(U, p, r, \ldots ; L, \ldots ; C, \ldots) \tag{4}$$

unde $r, \ldots$; $L, \ldots$; $C, \ldots$ reprezintă parametrii montajului, U — amplitudinea oscilaţiilor (aleasă arbitrar, oricare din tensiunile montajului) iar p reprezintă operatorul simbolic

$$p = -\alpha + \mathrm{j}\,\omega. \tag{5}$$

Întrucît se lucrează cu regimuri auto-oscilante (fig. 2), este foarte indicat să se utilizeze calculul simbolic [9]. Astfel, în perioada de stabilire a oscilaţiilor $\alpha < 0$ iar în regimul staţionar $\alpha = 0$. Folosirea calculului simbolic aplicabil la elementele liniare, este posibilă deoarece circuitul auto-oscilant a fost liniarizat.

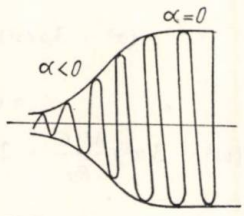


Fig. 2. Regim auto-oscilant.

Teoria generală

Demonstraţia formulei lui Barkhausen este foarte simplă. Totuşi, interpretarea ei este alta decît în tratatele de circuite electronice [1], [8], [10], [11], [12] în sensul că formula lui Barkhausen este privită aici ca o ecuaţie de stare [2]) pentru sistemul oscilant din fig. 3, iar nu ca o condiţie de auto-oscilaţie [3]). Într-adevăr, pentru circuitul din fig. 3:

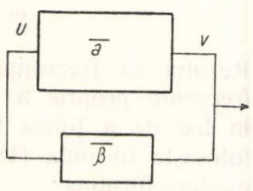


Fig. 3. Schema generală a unui sistem auto-oscilant.

$$\bar{a} = \frac{v}{u} \tag{6}$$

$$\bar{\beta} = \frac{u}{v} \tag{7}$$

de unde rezultă formula lui Barkhausen:

$$\bar{a}\,(U, p, \ldots)\,\bar{\beta}\,(U, p, \ldots) = 1. \tag{8}$$

Această ecuaţie reprezintă ecuaţia caracteristică a sistemului oscilant din fig. 3. Observînd că $p = -\alpha + \mathrm{j}\,\omega$, ea se desface în două ecuaţii:

$$\mathcal{R}e\,(\bar{a} \cdot \bar{\beta}) = 1 \tag{9}$$

$$\mathcal{J}m\,(\bar{a} \cdot \bar{\beta}) = 0 \tag{10}$$

Ecuaţiile de mai sus, formează un sistem de două ecuaţii cu două necunoscute, α şi ω. Rezolvînd acest sistem se obţine:

$$\alpha = \alpha\,(U, \ldots) \tag{11}$$

$$\omega = \omega\,(U, \ldots) \tag{12}$$

α şi ω depinzînd de parametrii schemei şi de amplitudinea oscilaţiilor. Cu acest rezultat se poate determina imediat.

a) *Condiţia de amorsare a oscilaţiilor*. În momentul iniţial ($U = 0$) pentru ca oscilaţiile să crească trebuie ca $\alpha < 0$, încît condiţia de amorsare a oscilaţiilor este:

$$\alpha\,(0, \ldots) < 0. \tag{13}$$

Pentru amorsarea oscilaţiilor rezultă o condiţie între *parametrii liniari* ai montajului, ceea ce este cunoscut.

b) *Amplitudinea oscilaţiilor* U_0 rezultă din condiţia de staţionaritate a oscilaţiilor:

$$\alpha\,(U_0, \ldots) = 0 \tag{14}$$

Relaţia (14) este o ecuaţie, care rezolvată în raport cu U_0, poate da una sau mai multe valori lui U_0. Dintre acestea interesează însă numai soluţiile stabile.

c) *Condiţia de stabilitate dinamică a oscilaţiilor staţionare*. Pentru ca oscilaţiile să fie stabile trebuie ca:

$$\left(\frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}U}\right)_{U_0} > 0. \tag{15}$$

Într-adevăr, dacă în jurul amplitudinii U_0 intervine o creştere $\mathrm{d}U > 0$, trebuie ca $\mathrm{d}\alpha > 0$ pentru ca instantaneu să existe un efect de descreştere. Soluţiile U_0 pentru care $\left(\frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}U}\right)_{U_0} < 0$, sînt nestabile.

d) *Frecvenţa de oscilaţie*, rezultă din formula (12) punînd $U = U_0$,

$$\omega = \omega\,(U_0, \ldots). \tag{16}$$

Frecvenţa de oscilaţie depinde, în general, de parametrii schemei dar şi de amplitudinea oscilaţiilor.

Problema stabilităţii frecvenţei nu este atacată aici deoarece este tratată în altă parte [14] [4]). De asemenea, s-a lăsat de o parte şi problema stabilităţii amplitudinii şi frecvenţei cu diferiţii parametri ai montajului, fiind o chestiune specială rezolvată în literatura noastră [13], [15], [16].

Înfine, mai trebuie remarcat că nu totdeauna este posibil de a scrie cu uşurinţă relaţia lui Barkhausen. Acesta este cazul cînd reţeaua de reacţie (fig. 3) are o impedanţă comparabilă cu impedanţa

[1]) Un exemplu este lucrarea lui AKASU [7].
[2]) Ecuaţie caracteristică [8-cap. Stabilitatea circuitelor].
[3]) Deosebirea rezultă din însăşi modul de prezentare a problemei.
[4]) O analiză corectă este posibilă ţinînd seamă de efectul armonicelor [14].

internă a amplificatorului. În acest caz amplificarea depinde şi de reţeaua de reacţie. Şi mai complicată este situaţia cînd lanţul de reacţie este influenţat de impedanţa de intrare a amplificatorului. În acest ultim caz separarea circuitului, în lanţ de amplificare şi lanţ de reacţie, nu mai este posibilă, totul interacţionînd prea strîns. În acest caz se poate folosi, în locul relaţiei lui Barkhausen, o condiţie de oscilaţie bazată pe egalarea cu zero a determinantului reţelei globale [17].

Aplicaţie

Ca exemplu se consideră circuitul oscilant din fig. 4, *a*. Elementele neliniare ale circuitului se datoresc tubului electronic:

a) în primul rînd caracteristica $i_a - u$ a tubului este neliniară (fig. 4, *b*) încît se va lucra cu panta liniarizată $-\overline{S}$ în locul pantei statice (fig. 4, *c*);

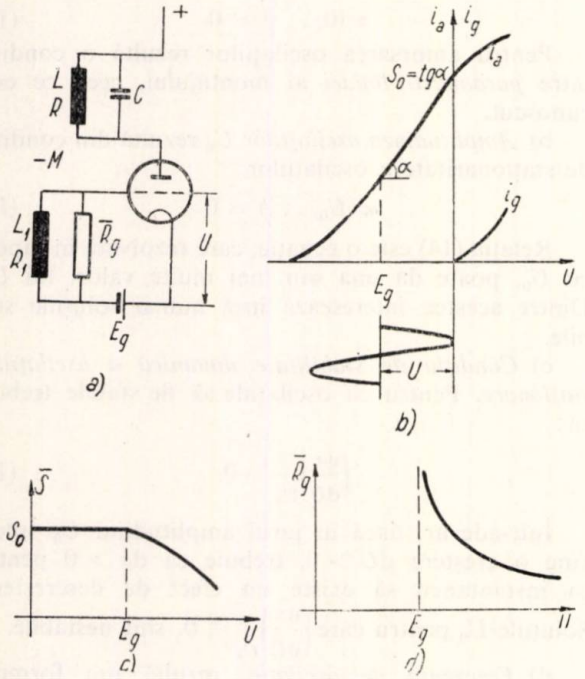


Fig. 4. Oscilatorul cu curenţi de grilă:
a-schema oscilatorului unde $\overline{R}_g$ reprezintă rezistenţa liniarizată corespunzătoare curentului de grilă; *b*- caracteristicile tubului, atîta timp cît amplitudinea oscilaţiilor U este mai mică decît negativarea E_g, panta liniarizată coincide cu panta statică, iar $\overline{R}_g = \infty$; *c*-panta liniarizată în funcţie de amplitudinea oscilaţiilor; *d*-rezistenţa liniarizată pe grila în funcţie de amplitudinea oscilaţiilor.

b) curentul de grilă (fig. 4, *b*) constituie şi el o neliniaritate, marcată prin rezistenţa liniarizată $\overline{R}_g$:

$$\overline{R}_g = \frac{I_g}{U}. \tag{17}$$

Pentru circuitul din fig. 4, *a* se pot scrie relaţiile:

$$\frac{1}{\overline{a}} = -\frac{1}{\mu} + \frac{1}{\overline{S}\,Z_a} \tag{18}$$

$$Z_a = \frac{Z_s \cdot Z_c}{Z_s + Z_c} \tag{19}$$

$$Z_s = R + pL + \frac{M^2 p^2}{R_1 + pL_1 + \overline{R}_g} \simeq R + pL + \frac{M^2 p^2}{\overline{R}_g} \tag{20}$$

$$Z_c = \frac{1}{pC} \tag{21}$$

$$\overline{\beta} = \frac{U}{U_a} = -\frac{Mp}{Z_s} \cdot \frac{\overline{R}_g}{R_1 + pL_1 + \overline{R}_g} \simeq -\frac{Mp}{Z_s}. \tag{22}$$

În relaţiile (20) şi (22) s-a ţinut seamă că în general

$$\overline{R}_g \gg R_1 + pL_1 \tag{23}$$

ceea ce apare întemeiat avînd în vedere că $\overline{R}_g$ are valori foarte mari (fig. 4, *d*). Pentru a simplifica calculele se va presupune că tubul este o pentodă, astfel încît formula amplificării va fi simplificată

$$\overline{a} = -\overline{S}\,Z_a. \tag{18'}$$

Relaţia lui Barkhausen, atunci devine:

$$pM\overline{S} \cdot \frac{Z_a}{Z_s} = 1 \tag{24}$$

de unde, ţinînd seamă de expresiile lui Z_a şi Z_s de mai înainte şi înlocuind $p = -\alpha + j\omega$, se obţin relaţiile corespunzătoare părţii reale şi imaginare:

$$(\alpha^2 - 3\alpha\omega^2)\frac{M^2 C}{\overline{R}_g} + (\omega^2 - \alpha^2)\,LC - \\ - \alpha\,(M\overline{S} - RC) = 1 \tag{25}$$

$$(\omega^2 - 3\alpha^2)\frac{M^2 C}{\overline{R}_g} + 2\alpha\,LC + (M\overline{S} - RC) = 0 \tag{26}$$

Din relaţia (25) rezultă frecvenţa de oscilaţie în regim staţionar ($\alpha = 0$)

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0. \tag{27}$$

Rezultă că frecvenţa de oscilaţie ar coincide cu frecvenţa proprie a circuitului acordat. Dacă însă în loc de a folosi formula aproximativă (18') se foloseşte formula (18) rezultă pentru frecvenţa de oscilaţie formula:

$$\omega = \omega_0 \frac{\sqrt{1 + \frac{R}{\overline{R}_i}}}{\sqrt{1 + \frac{M^2 \omega_0^2}{\overline{R}_i\,\overline{R}_g}}} \approx \omega_0 \left[1 + \frac{1}{2\overline{R}_i}\left(R - \frac{M^2 \omega_0^2}{\overline{R}_g}\right)\right] \tag{28}$$

Această formulă arată efectul curentului de grilă asupra frecvenţei. Dacă curentul de grilă lipseşte, $R_g = \infty$ şi

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{R}{R_i}} \tag{29}$$

formulă cunoscută în literatură [8], [10], [11], [12]. Se constată că curentul de grilă are un efect de micşorare a frecvenţei de oscilaţie, contrar efectului elementelor active din circuitul de placă R. Ambele corecţii depind însă de $\overline{R}_i$. Cu cît rezistenţa internă a tubului este mai mare cu atît frecvenţa de oscilaţie este mai apropiată de frecvenţa proprie

a circuitului. Din formula (28) mai rezultă şi o posibilitate de compensare a frecvenţei dacă

$$M^2 \omega_0^2 = \overline{R}_g R. \tag{30}$$

A mai rămas de examinat, condiţia de amorsare a oscilaţiilor şi de a determina amplitudinea oscilaţiilor. Condiţia de amorsare se deduce din relaţia

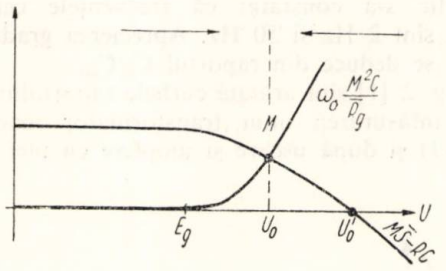


Fig. 5. Rezolvarea grafică a ecuaţiei (33).

(26) ţinînd seamă că în momentul iniţial $U = 0$, $\overline{R}_g = \infty$, $\overline{S} = S_0$. Atunci din (26) rezultă

$$\alpha = -\frac{MS_0 - RC}{2LC} < 0 \tag{31}$$

de unde pentru amorsarea oscilaţiilor trebuie ca:

$$M > \frac{RC}{S_0} \tag{32}$$

rezultat cunoscut [8]. Pentru a determina amplitudinea oscilaţiilor trebuie impusă condiţia (14). În ecuaţia (26) se poate lua $\omega = \omega_0$, de unde rezolvînd această ecuaţie în raport cu α şi punînd $\alpha = 0$, se obţine:

$$M\overline{S} - RC + \omega_0^2 \frac{M^2 C}{\overline{R}_g} = 0. \tag{33}$$

Din această relaţie rezultă amplitudinea oscilaţiilor U avînd în vedere că $\overline{S}$ şi $\overline{R}_g$ sînt funcţii de U (fig. 4, *c* şi 4, *d*). Rezolvarea ecuaţiei (33) se poate obţine pe cale grafică (fig. 5). Se trasează curbele $M\overline{S} - RC$ şi $\omega_0^2 \frac{M^2 C}{\overline{R}_g}$ în funcţie de U, la intersecţia lor obţinîndu-se amplitudinea de oscilaţie U_0. Acest rezultat este original, deoarece ţine seamă de influenţa curentului de grilă asupra amplitudinii oscilaţiilor. Dacă nu ar fi existat curentul de grilă, oscilaţiile ar fi avut amplitudinea U_0' pe cînd sub influenţa curentului de grilă:

$$U_0 < U_0'.$$

Fig. 5 arată foarte bine cum neliniaritatea tubului şi a curentului de grilă concurează la limitarea amplitudinii oscilaţiilor. Stabilitatea dinamică poate fi de asemenea studiată cu ajutorul diagramei din fig. 5, observînd că pentru $U < U_0$ oscilaţiile cresc, iar pentru $U > U_0$ oscilaţiile scad, punctul M fiind un punct stabil de funcţionare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Barkhausen, H.: *Elektronenröhren*, 3 Band. Rückkopplung. Verlag S. Hirzel. Leipzig, 1935.

[2] Teodorcik, K. F.: *Avtokolebatelnîe sistemî*, Gostehizdat, Moscova, 1948.

[3] Blaquière, A.: *Les oscillateurs non-lineaires et le diagrame de Nyquist*, Le Journal de Physique et le Radium, 1952, nov.

[4] Cobzarev, I. B.: *O kvazilineinom metode traktovki iavlenii v generatore pociti sinusoidalnîh kolebanii*, Journal Tehniceskoi Fiziki 5 (1935) nr. 2, p. 216.

[5] Krilov, N. M., Bogoliubov, N. N.: *Introduction to nonlinear mechanics*, Princeton University Press, London, 1947.

[6] Bogoliubov, N. N., Mitropolskii, I. A.: *Asimptoticeskie metodî v teorii nelineinîh kolebanii*, Gostehizdat, Moscova, 1956.

[7] Akasu, Z.: *Van der Pol's equation. Analytic method of general solution*, Wireless Engineer, 1954, aug.

[8] Tănăsescu, T.: *Manual de tuburi şi circuite electronice*, vol. III, Ed. Academiei R.P.R., Bucureşti, 1957.

[9] *Manualul inginerului electrician*, vol. I, Ed. Tehnică 1953, p. 424—426.

[10] *Applied electronics*, M.I.T., J. Willey & Sons, 1949.

[11] Seely, S.: *Electrons tubes circuits*, Mc. Graw Hill, New York, 1950.

[12] Williams, E.: *Thermionic valves circuits*, I. Pitman London, 1955.

[13] Tănăsescu, T.: *Asupra stabilităţii regimului oscilant staţionar al sistemelor neliniare*, Com. Acad. R.P.R., 5 (1955) nr. 9, p. 1301—1309.

[14] Tănăsescu, T.: *Stabilitatea frecvenţei oscilatorilor electronici*, Studii şi cercetări de Fizică, 4 (1953) nr. 3—4, p. 281—305.

[15] Nicolau Edm.: *Stabilitatea oscilatorilor electronici*. Bul. Ştiinţific, Secţia Ştiinţe Matematice şi Fizice, 6 (1954) nr. 3, p. 692—697.

[16] Cartianu, Gh.: *Stabilitatea unui circuit electric oarecare cu rezistenţă negativă, în sisteme liniare şi neliniare*, Bul. Ştiinţific, Secţia Ştiinţe Matematice şi Fizice, 3 (1951) nr. 2, p. 262—292.

[17] Nicolau, Edm.: *Contribuţii la studierea fenomenului de tîrîre a frecvenţei*, Revista Univ. C. I. Parhon (1954) nr. 4—5, p. 190.

HARRY HERŞCOVICI *)

Un nou aparat pentru aprecierea umezirii transformatorilor prin metoda „capacitate-frecvenţă"

CZ 621.314.222:543.812:621.317.39

Problema aprecierii umezirii transformatorilor în scopul supunerii lor la operaţia de uscare înaintea umplerii cu ulei sau după o funcţionare timp îndelungat, a dat naştere la o serie întreagă de metode de măsură. Una dintre acestea, care se bucură de un succes destul de mare în rîndul tehnicienilor din exploatare, este metoda capacitate-frecvenţă sau C_2/C_{50}.

Printre diversele metode de apreciere a gradului de umezire a transformatorilor, metoda capacitate-frecvenţă şi-a cîştigat un loc important prin avantajele ce le prezintă atît ca precizie cît şi ca rapiditate şi comoditate de aplicare.

Această metodă, iniţiată de ing. V. S. KULAKOVSKI a căpătat în U.R.S.S. o mare dezvoltare, calităţile ei fiind aproape unanim recunoscute.

În scopul creerii posibilităţii de multiplicare în ţară a aparatelor de măsură destinate acestui scop, pentru îmbunătăţirea performanţelor cît şi pentru o mai mare uşurinţă la transport şi manevrare, autorul descrie un aparat original, elaborat în cadrul unui colectiv [1]) al Institutului de cercetări electrotehnice. Acest aparat comportă o schemă electronică ceea ce îi micşorează dimensiunile şi greutatea.

Metoda de măsură

Principiul metodei este descris suficient în literatură [1]. O scurtă privire este însă foarte utilă pentru înţelegerea celor ce vor urma.

La baza metodei stă valoarea diferită a constantei dielectrice ε a unui material neomogen, umed, la diverse frecvenţe, fapt datorat aşa numitului fenomen al polarizării între straturi. Acest fenomen fiind un proces foarte lent, frecvenţa tensiunii de lucru trebuie aleasă în măsurători, suficient de joasă pentru ca fenomenul să se poată produce. În fig. 1 se arată variaţia constantei dielectrice cu frecvenţa pentru preşpan umezit circa 5% (*a*) şi pentru preşpan uscat (*b*). După cum se observă pentru frecvenţe mai mari de 40—50 Hz, valoarea capacităţii nu se mai modifică simţitor în timp ce pentru frecvenţe mai mici de 10 Hz se constată o creştere rapidă a capacităţii cu scăderea frecvenţei, astfel la 2 Hz, valoarea ei creşte aproape de 3 ori.

Aceste constatări au sugerat posibilitatea aprecierii umidităţii materialelor fibroase prin măsurarea capacităţii prezentate de acestea la o frecvenţă foarte joasă şi la una relativ înaltă.

Practic s-a constatat că frecvenţele cele mai indicate sînt 2 Hz şi 50 Hz. Aprecierea gradului de umezire se deduce din raportul C_2/C_{50}.

În fig. 2 [1] sînt arătate curbele raportului C_2/C_{50} pentru înfăşurarea unui transformator înainte de uscare (1) şi după uscare şi umplere cu ulei (2).

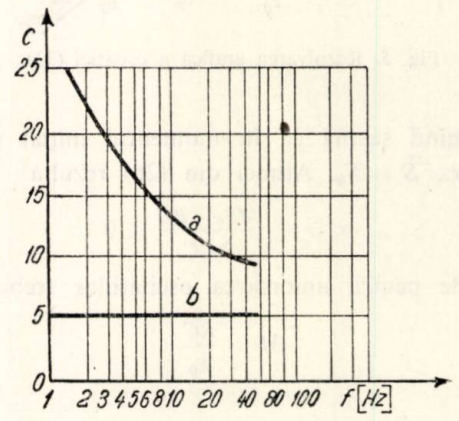


Fig. 1. Variaţia constantei dielectrice cu frecvenţa: *a*-pentru preşpan umezit circa 5%; *b*-pentru preşpan uscat.

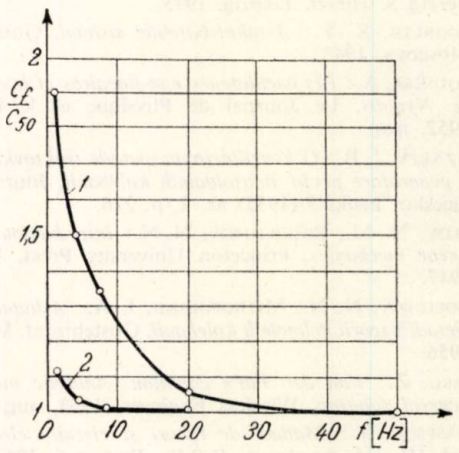


Fig. 2. Variaţia raportului C_2/C_{50}:
1-pentru înfăşurarea unui transformator înainte de uscare;
2-pentru înfăşurarea unui transformator după uscare şi umplere cu ulei.

Raţional, măsurarea valorilor C_2 şi C_{50} nu se face cu punţi în curent alternativ sinusoidal ci după o schemă de « încărcare-descărcare ». Condensatorul de măsurat se încarcă de la o sursă de tensiune continuă (fig. 3) şi apoi se descarcă în circuitul unui galvanometru.

---

* Ing. H. HERSCOVICI este cercetător principal la Institutul de cercetări electrotehnice.

[1]) Ing. H. HERŞCOVICI, ing. V. CONSTANTINESCU, ing. N. N. COSTAKE şi ing. E. MAYER.

Operaţia se repetă de 2 sau 50 ori pe secundă. Valoarea capacităţii este dată de

$$C = \frac{I}{Uf}$$

unde: I este valoarea medie a curentului în galvanometru; U — tensiunea de încărcare; f — frecvenţa comutărilor.

În literatură [1] se demonstrează faptul că pentru obţinerea unei dependenţe sensibile a capacităţii cu frecvenţa, e mult mai avantajoasă metoda « încărcare-descărcare» decît metoda punţilor în curent alternativ sinusoidal, deoarece la frecvenţa joasă, capacitatea măsurată prin metoda « încărcare-descărcare » are valoare mai mare decît cea măsurată în curent sinusoidal. Măsurările în curent alternativ sinusoidal vor solicita deci frecvenţe mai joase pentru aceeaşi sensibilitate.

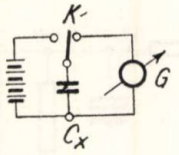


Fig. 3. Principiul metodei «încărcare-descărcare».

Aparatajul folosit pentru măsurarea valorilor C_2 şi C_{50} este foarte simplu. În fig. 4 este arătată schema utilizată de ing. V. S. KULAKOVSKI. Releul R_l care execută încărcarea şi descărcarea capacităţii de măsurat C_x e acţionat fie de tensiunea reţelei (pe o singură înfăşurare) şi vibrează de 50 ori pe secundă, fie prin intermediul unui motoraş sincron cu un dispozitiv de contacte M, care dă impulsuri de tensiune de două ori pe secundă. Sursa de polarizare are valoarea 350 V şi e obţinută de la un redresor stabilizat cu neon. Măsurarea curentului de descărcare se face printr-o metodă de zero, trecînd prin galvanometrul G un curent cu sens contrar celui produs prin descărcare. Acest curent de compensare se obţine de la potenţiometrul P gradat direct în unităţi de capacitate. Pentru schimbarea scărilor se foloseşte contactorul K_1. Filtrul F foloseşte la nivelarea impulsurilor de descărcare a capacităţii de măsurat. Rezistenţa R se conectează în cazul funcţionării la 50 Hz, pentru a şunta circuitul de descărcare şi a menţine curentul prin galvanometru la aceeaşi valoare ca la 2 Hz. Ajustarea rezistenţei R se face cu o capacitate etalon, (capacitate fără umiditate $C_2 = C_{50}$).

Descrierea aparatului

Deşi simplă, aparatura descrisă prezintă unele dificultăţi şi anume:

a) foloseşte un galvanometru, instrument fragil şi neindicat în aparatura transportabilă;

b) dimensiuni de gabarit relativ mari şi greutate la transport;

c) manipulare întrucîtva incomodă deoarece curentul de compensare se distribuie parţial şi în condensatorul filtrului F, fapt care produce o oarecare inerţie a galvanometrului, la manevrarea potenţiometrului P.

Aceste dificultăţi sînt înlăturate cu ajutorul aparatului elaborat în cadrul Institutului de cercetări electrotehnice. Acest aparat, bazat fiind pe acelaşi principiu de funcţionare este, mai convenabil pentru lucrările ce necesită transport şi, în plus, se poate multiplica în ţară, destul de uşor.

Punctele principale în care s-au făcut modificări au fost:

a) înlocuirea galvanometrului electromagnetic cu un galvanometru de zero electronic prevăzut cu indicator optic (ochi magic);

b) înlocuirea motorului cu contactori printr-un multivibrator care generează 2 sau 50 Hz prin comutare;

c) compensarea se face cu o tensiune continuă conectată în opoziţie cu cea care apare la bornele unei rezistenţe pe care se face descărcarea capacităţii de măsurat.

Schema bloc a aparatului este arătată în fig. 5. Pentru etalonarea la 50 Hz s-a menţinut aceeaşi metodă ca şi în schema din fig. 4. Filtrul de netezire a impulsurilor a fost modificat într-un cuadripol de tip π deoarece altminteri ar fi fost necesari condensatori de filtraj de valori prea mari. (Procentul de ondulaţie

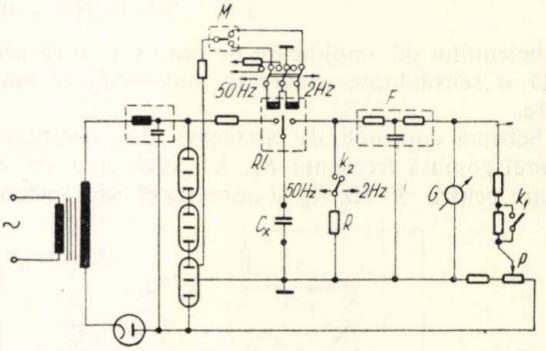


Fig. 4. Schema de principiu a aparatului construit de V. S. KULAKOVSKI. [1]

al tensiunii rezultante la bornele rezistenţei R, trebuie să fie coborît cît mai mult, din cauza lipsei de inerţie a amplificatorului şi a indicatorului optic). Tensiunea de compensare s-a luat de la aceeaşi sursă cu tensiunea de încărcare, pentru a elimina astfel stabilizatorul. (De altfel aceasta se putea face şi în cazul schemei din fig. 4 ceea ce ar fi eliminat cele 3 tuburi stabilizatoare).

Schema de principiu a aparatului este arătată în fig. 6. Se observă posibilitatea de reglare a frecvenţei multivibratorului (potenţiometru P_3), care a fost introdusă din necesitatea reglării cît mai exacte a frecvenţei 2 Hz la o serie de aparate sau la acelaşi aparat, din timp în timp, variaţiile acestei frecvenţe introducînd erori destul de mari. De asemenea frecvenţa de 50 Hz a fost sincronizată de frecvenţa reţelei.

În ceea ce priveşte amplificatorul de curent continuu se remarcă faptul că s-a realizat un amplificator de tensiune alternativă cu intrare pe releu modulator. Adoptarea acestui tip de amplificator a fost determinată de necesitatea unui coeficient de amplificare mare, pentru a asigura sensibilitatea schemei şi la valori mici ale capacităţii de măsurat.

Ulterior, pe o a doua scară, se face o micşorare a amplificării prin scurtcircuitarea rezistenţei R_{14} din

divizorul de tensiune de la intrarea celui de al doilea tub amplificator. Această manevră se face simultan cu schimbarea tensiunii de compensare. Micşorarea coeficientului de amplificare pe cea de a doua scară evită o sensibilitate exagerată, incomodă la manevrare.

Schema cuprinde de asemenea doi comutatori. Primul comută frecvenţa K_1, K_2, rezistenţa de etalonare pentru 50 Hz K_3 şi conectează sau întrerupe aparatul de la reţea K_4. Al doilea, schimbă cele două scări de măsură prin modificarea coeficientului de amplificare al amplificatorului Q_3 şi a tensiunii de compensare Q_1, Q_2 şi introduce de asemenea la bornele C_x un condensator etalon pentru verificarea etalonării Q_4.

Verificarea etalonării se face în modul următor:

a) se verifică frecvenţa pe 2 Hz cu ajutorul unui cronometru (ascultînd bătăile releului) în caz de nevoie se ajustează P_3;

b) se comută Q pe poziţia C_{etalon} şi se face compensarea (cu P_2); în cazul cînd cursorul nu ajunge la diviziunea indicată pe scală, se ajustează R_{32}. Această ajustare poate fi produsă, de pildă, de

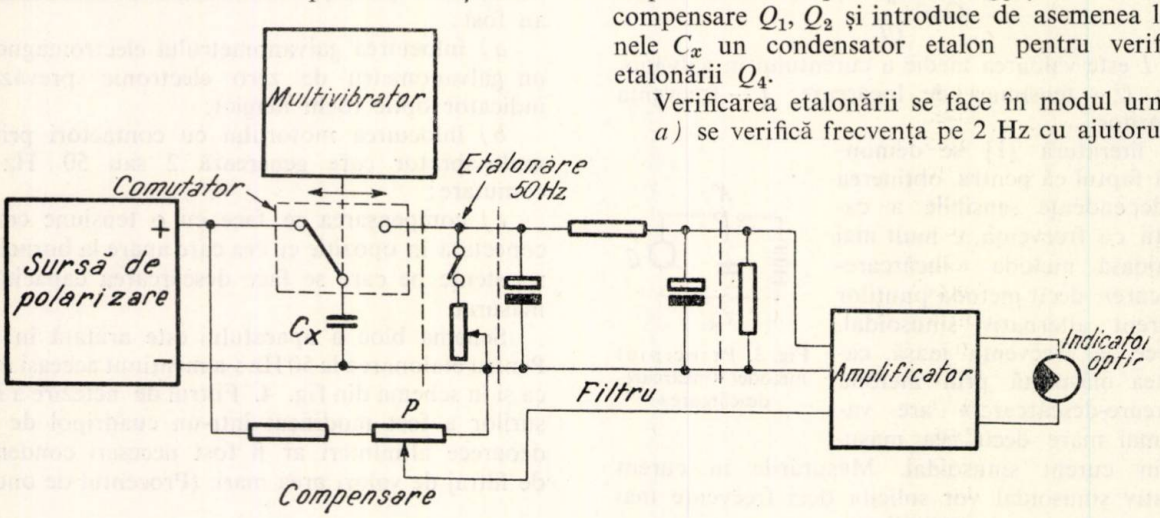


Fig. 5. Schema bloc a aparatului construit de autor la I.C.E.T.

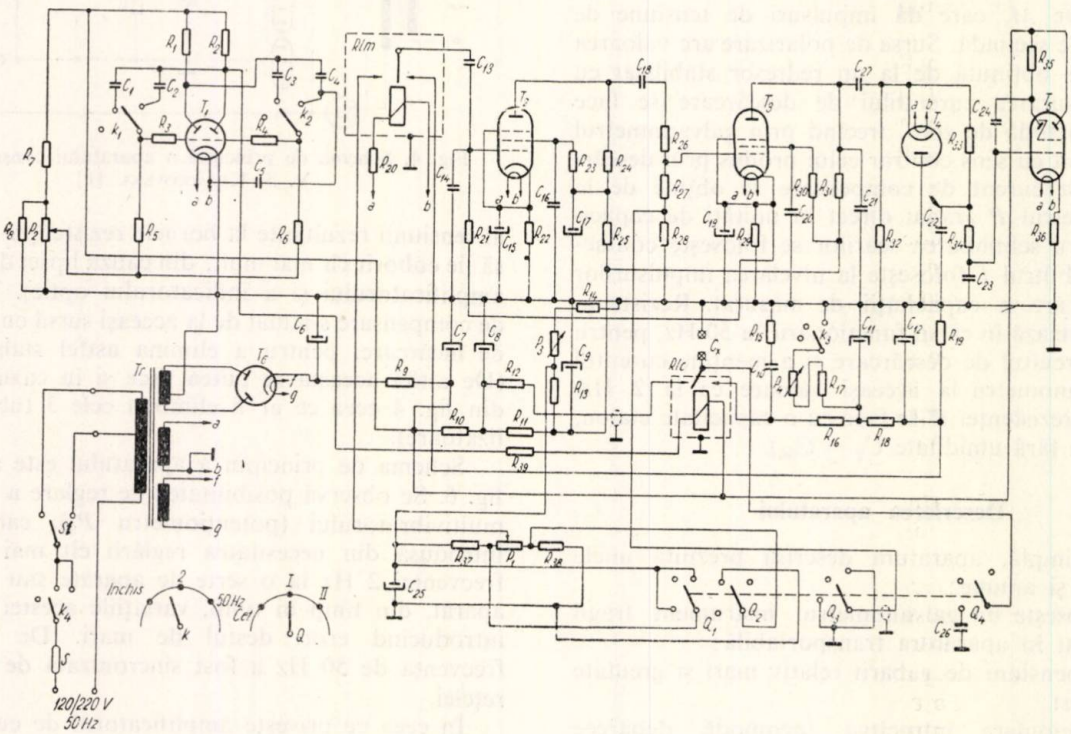


Fig. 6. Schema de principiu a aparatului pentru aprecierea umidităţii izolaţiei transformatorilor construit la I.C.E.T.

T_1, T_2,...,T_6 — tuburi electronice (6H15π, 6ж1π, 6X6, 6E5C, 6μ4π; P_1,...,P_4 — potenţiometre (5 kΩbobinat, 10k Ωliniar, 100Ω/1 W bobinat, 1 kΩliniar); R_1, R_2 şi R_{36} — rezistenţe 10 kΩ/0,5 W; R_3, R_4, R_{28} şi R_{32} — rezistenţe 2,2 MΩ/0,25 W; R_5, R_6 — rezistenţe 4,7 MΩ/0,25 W; R_7, R_{13} — rezistenţe 0,22 MΩ/0,25 W; R_8 — rezistenţa 8,2 kΩ/0 5 W; R_9 — rezistenţa 2kΩ/0,5 W; R_{10}, R_{11}, R_{25}—rezistenţe 50 kΩ/0,5 W; R_{12}—rezistenţa 500Ω/0,5W; R_{14} — rezistenţa 300Ω/0,5 W; R_{15} — rezistenţa 100Ω/0,5 W; R_{16}, R_{20} — rezistenţa 1kΩ/0,5 W; R_{17} — rezistenţa 4 kΩ/0,5 W; R_{18}— rezistanţa 82 kΩ/0,5 W; R_{19} — rezistenţa 20kΩ/0,5 W; R_{21}, R_{34} rezistenţa 0,4 MΩ/0,5 W; R_{22}, R_{29} — rezistenţe 3 k Ω/0,5 W; R_{23}, R_{26}, R_{30}, R_{33}, R_{35} — rezistenţe 1 M Ω/0,25 W; R_{24}, R_{31} — rezistenţe 300 kΩ/0,25 W; R_{27} — rezistenţa 100kΩ/0,25 W; R_{37} — rezistenţa 26k Ω/0,5 W; R_{38} — rezistenţa 550Ω/0,5 W; R_{39}—rezistenţa 15 kΩ/W; C_1, C_3 — condensatori 32 000 pF/500 V; C_2 C_4 — condensatori 10 000 pF/500 V; C_5, C_{14}, C_{21} — condensatori 5 000 pF/500 V; C_6 condensator 10μF/450 V; C_7, C_8, C_{11}, C_{13} — condensatori 50μ F/250 V; C_9 — condensator 32μF/350 V; C_{10}, C_{22} C_{32} —condensatori 0,05μ F/200 V; C_{18} — condensator 10 000 pF/200 V; C_{15}, C_{19}, C_{25} — condensatori 100μ F/12 V; C_{16}, C_{20} — condensatori 0,25μ F/200 V; C_{17} — condensator 4μ F/150 V; C_{18} —condensator 25 000 pF/200 V; C_{24} — condensator 3 000 pF/200 V; C_{26} — condensator circa 60 000 pF/500 V; C_{27} — condensator 0,1μ F/200 V; $K1$—4 Q_1—$_4$ — comutatoare 4 poziţii × 3 contacte; T_r — transformator reţea 120 — 220 V/2 × 300-6-6V; St — schimbător de tensiune; S — siguranţă; Rl_m — releu modulator; Rl_c — releu comutator.

mărirea rezistenţei de fugă a condensatorilor C_{14} şi C_{15} din filtrul circuitului de descărcare;

c) se comută K pe poziţia 50 Hz şi se face reglajul corespunzător cu P_1.

Performanţe

Domeniul de măsură al aparatului este:

Scara I: 0, —11 000 pF;

Scara II: 10 000—67 000 pF.

Sensibilitatea fiind pe scara I de 100 pF iar pe scara II de 350 pF, permite aprecierea valorii C_2/C_{50} cu o precizie — în cazul cel mai defavorabil, adică la valori mici ale lui C_x, (sub 2 000 pF) — de cca. 5%.

Ajustarea tensiunii de compensare trebuie făcută numai la durate lungi de timp cînd indicaţia este mult diferită de cea corectă. În celelalte cazuri este important numai reglajul pe 50 Hz, raportul C_2/C_{50} nefiind influenţat de eroarea în capacitate.

Variaţia tensiunii de reţea se manifestă în sensul deplasării frecvenţei multivibratorului, în special pe frecvenţa 2 Hz, cînd atinge $\pm 1\%$, pentru o variaţie a tensiunii de reţea de $+5\%$ la -10%. La variaţii mai mari eroarea creşte, astfel pentru scăderea reţelei cu -15% eroarea de frecvenţă creşte la $+4\%$.

Abaterile de frecvenţă modifică raportul C_2/C_{50} după cum se vede din fig. 2, provocînd astfel o schimbare a sensibilităţii metodei. Dacă variaţia de frecvenţă este sub 5% — cazul cel mai uzual — eroarea se înglobează în eroarea aparatului şi nu va depăşi 5%. Dacă însă eroarea de frecvenţă este foarte apropiată şi chiar depăşeşte 5% este indicată corecţia frecvenţei multivibratorului.

Aspectul aparatului este arătat în fig. 7. Dimensiunile sale, cu capacul de protecţie montat (nu este arătat în figură), gata pentru transport sînt 360 . 230 . 175 mm. greutatea 10 kg.

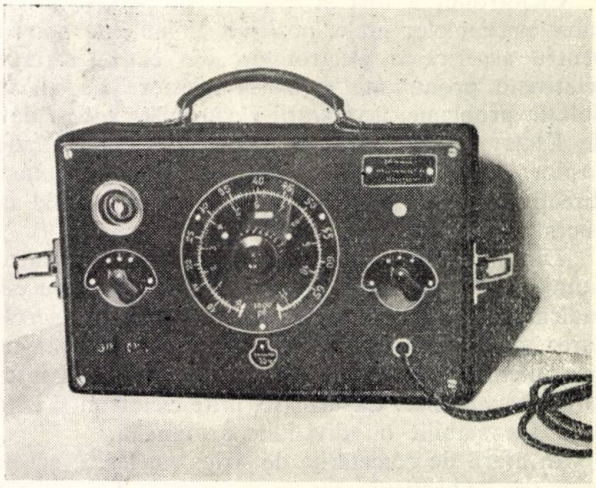


Fig. 7. Aspectul aparatului construit la I.C.E.T.

Toate probele executate pe transformatori cu aparatul descris au dat rezultate identice, cu cele ale unui aparat de tipul arătat în fig. 4.

Manevrarea este simplă şi comodă. Transportul se face foarte uşor. Aparatul descris poate fi uşor multiplicat, preţul său de cost este coborît.

BIBLIOGRAFIE

[1] KULACOVSKI, V. S.: *Controlul umidităţii izolaţiei după metoda « capacitate-frecvenţă »*, Electricestvo, 71 (1951) 2, p.

[2] SÎROMIATNICOV, I. A.: *Determinarea gradului de umezire şi uscare a transformatorilor şi generatorilor*, Elektricestvo, 72 (1952) 8, p.

STEFAN HALTRICH ŞI IULIAN LEIBOVICI *)

Betatronul

CZ 621.384.613

Pentru studiile de fizică nucleară — structura, comportarea şi crearea diferitelor nuclee — un mijloc foarte fecund este bombardarea nucleelor atomice cu proiectile accelerate, posedînd viteze situate într-o gamă cît mai întinsă. Energia acestor proiectile permite ca o parte oarecare, totuşi foarte mică, dintre ele să pătrundă în nucleul studiat, producînd ceea ce numim o reacţie nucleară.

Se cunosc astăzi numeroase tipuri de reacţii nucleare, cunoştinţe căpătate datorită în bună parte tocmai acceleratoarelor de particule, aparate destinate să comunice particulelor energii ridicate. Particulele-proiectil utilizate în general sînt fie cu sarcină electrică pozitivă: proton (p), deuteron (d), particulă α, ioni mai grei etc., fie cu sarcină electrică negativă: electron (e), fie neutre ca neutronul (n), fie cuante de radiaţie electromagnetică (röntgen, γ). Particulele încărcate sînt accelerate de regulă cu ajutorul unui cîmp electric. Neutronii sau cuantele de radiaţie de mare energie se obţin indirect, prin procese iniţiate tot de particule încărcate accelerate în acceleratoare. Primele încercări de accelerare a particulelor încărcate au fost făcute cu acceleratoare directe, în care particula dobîndea energia maximă străbătînd o singură dată o diferenţă de potenţial continuă. O dată cu ciclotronul începe epoca acceleratoarelor ciclice, în care traiectoria particulei este curbată cu ajutorul unui cîmp magnetic, devenind o spirală

*) Ing. S. HALTRICH şi Ing. I. LEIBOVICI sînt ingineri la Institutul de fizică atomică al Academiei R.P.R.

sau un cerc. Traversînd o diferență de potențial acceleratoare de un mare număr de ori, particula își sporește energia în trepte mici [1].

Ciclotronul a fost și este folosit pentru accelerarea particulelor grele, pozitive. El nu este potrivit pentru accelerarea electronilor, din cauza variației relativiste pronunțate a masei acestora cu viteza. Soluția problemei accelerării electronilor a fost dată de KERST (1940), care s-a bazat pe studiile numeroșilor cercetători care l-au precedat în această direcție cu aproape două decenii. A fost astfel inventat *betatronul* [2], [3], [25].

Din însuși principiul de funcționare a betatronului, care va fi expus imediat, rezultă că el nu este indicat decît pentru accelerarea electronilor, accelerarea particulelor grele necesitînd cîmpuri magnetice intense și traiectorii de rază mare, adică instalații neeconomice. Ca urmare, între ciclotron și betatron s-a stabilit o «diviziune a muncii».

În afară de cercetările de fizică nucleară, acceleratoarele de particule sînt azi din ce în ce mai utilizate în aplicații interesînd industria și medicina. În această direcție, în ceea ce privește betatronul, s-au făcut în ultimii ani progrese sensibile. Paralel cu aceasta, în prima linie a cercetărilor de fizica nucleului sînt utilizate noi tipuri de acceleratoare, care comunică particulelor încărcate, grele sau ușoare, energii considerabil mai mari.

Ne vom ocupa în cele ce urmează de betatron, pentru importanța ce o prezintă în cercetări și în aplicații practice, cît și pentru că el formează un punct de plecare pentru o serie de acceleratoare mai moderne.

1. Principiul de funcționare

Ca și la ciclotron, particulele încărcate se află într-un cîmp magnetic *de ghidare*, căpătînd o traiectorie circulară conținută într-un plan perpendicular pe cîmp. Raza acestei traiectorii este dată de

$$r = \frac{mv}{eB} \quad . \tag{1}$$

Spre deosebire însă de ciclotron, la betatron particula este accelerată datorită tensiunii electromotoare de inducție, de aceea betatronul se numește și accelerator de inducție. Prin suprafața mărginită de orbita circulară trece un flux magnetic variabil în timp Φ (fig. 1), căruia i se asociază un cîmp electric rotațional, tangent orbitei și îndreptat ca în figură:

$$E(r) = \frac{1}{2\pi r}\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t} = \frac{r}{2}\frac{\mathrm{d}\overline{B}}{\mathrm{d}t} \tag{2}$$

unde $\overline{B}$ este valoarea medie a inducției în interiorul cercului de rază r:

$$\overline{B} = \frac{\Phi}{\pi r^2} \quad . \tag{3}$$

La fiecare rotație particula cîștigă o energie

$$\Delta W = e\Delta V = e.\ 2\pi r.\ E(r). \tag{4}$$

Analogia dintre betatron și transformator se impune. Betatronul, numit și *transformator de radiații*, are o bobină de excitație, *primarul*, care creează un flux într-un circuit magnetic. *Secundarul* ar fi chiar fasciculul de electroni, care se rotește într-o incintă vidată în formă de colac, pe o traiectorie care îmbrățișează acest flux. Numărul de spire

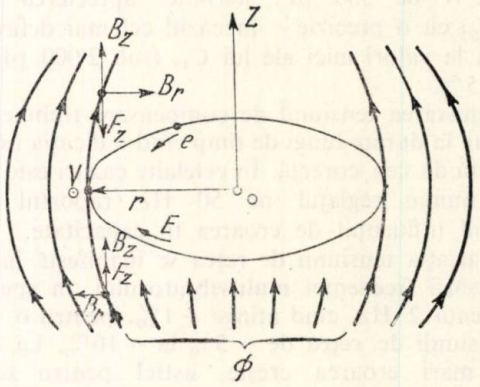


Fig. 1. Accelerarea electronului în cîmp magnetic variabil.

secundare ar fi reprezentat de numărul de turații executat de electroni pe orbita lor, care este foarte ridicat.

În betatron avem deci două fluxuri magnetice: de ghidare, a cărui densitate am notat-o B, și de accelerare, de densitate medie în spațiu $\overline{B}$. În majoritatea acceleratoarelor de inducție, aceste două fluxuri sînt generate de un singur bobinaj: bobinajul de excitație, fluxul de ghidare aflîndu-se la periferia fluxului de accelerare. Sensul de rotație imprimat electronului de cîmpul magnetic de ghidare este cel orar, dacă privim pe direcția cîmpului (fig. 1). Se vede că electronul va fi accelerat sau decelerat, funcție de sensul vectorului cîmp electric, deci funcție de sensul vectorului $\frac{\mathrm{d}\overline{\mathbf{B}}}{\mathrm{d}t}$. Accelerația va avea loc cînd $\mathbf{B}$ și $\frac{\mathrm{d}\overline{\mathbf{B}}}{\mathrm{d}t}$ vor fi îndreptați în același sens, altfel spus, cînd cîmpul va crește în valoare absolută. În afara acestei condiții, forma de variație a cîmpului magnetic în timp este indiferentă. Cea mai comodă este alimentarea în regim sinusoidal, folosindu-se pentru accelerare primul și eventual și al treilea sfert de perioadă. În cazul din urmă, electronii circulă în primul sfert de perioadă într-un sens, iar în al treilea în sens contrar. Un astfel de betatron este numit *cu două fascicule*, deoarece poate da două fascicule de radiație independente, îndreptate în direcții deosebite. Alteori înfășurarea de excitație nu este alimentată în regim sinusoidal, ci în regim de impulsuri, periodice sau nu.

2. Stabilitatea mişcării electronilor

Principala problemă a betatronului este stabilitatea mişcării electronilor. Formula (1) ne arată că, pentru ca r să fie constant de-a lungul întregului proces de accelerare, raportul $\frac{mv}{B}$ trebuie să fie constant, adică impulsul în creştere trebuie să rămînă proporţional cu inducţia magnetică de ghidare. Aceasta este *stabilitatea globală.*

Dar aceasta nu este suficient. Sînt posibile numeroase abateri ale electronului de la traiectoria impusă, fie datorită injecţiei care nu este pur tangenţială, fie datorită ciocnirilor cu moleculele de gaz care mai persistă în incinta vidată, în timpul drumului lung pe care electronul îl are de parcurs. Trebuie să existe forţe de stabilizare care să asigure regruparea electronilor dispersaţi din diverse motive. Teoria arată că un electron puţin deviat de pe orbită execută în jurul ei oscilaţii. Mişcarea este stabilă dacă aceste oscilaţii se amortizează. Aceasta este deci *stabilitatea momentană* sau *focalizarea.*

Vom deduce expresia cantitativă a celor două condiţii de mai sus şi vom vedea că ele impun o anumită repartiţie spaţială a cîmpului magnetic, despre care presupunem de la început că prezintă o simetrie cilindrică.

2.1. *Stabilitatea globală.*

$$\text{A doua lege a lui Newton: } \frac{dp}{dt} = F \tag{5}$$

unde $p = mv$ şi $F = e\,E(r)$ devine conform (2)

$$\frac{dp}{dt} = \frac{e}{2\pi r}\frac{d\Phi}{dt}\,. \tag{6}$$

După integrare, presupunînd $r = r_0 = \text{const.}$, obţinem:

$$p(t) - p(0) = \frac{e}{2\pi r_0}[\Phi(t) - \Phi(0)]\,. \tag{7}$$

Condiţia iniţială în general valabilă este $\Phi(0) = 0$, astfel încît (7) devine

$$p = \frac{e\Phi}{2\pi r_0} = \frac{1}{2}\,e\,r_0\,\bar{B}\,. \tag{7'}$$

Dar conform relaţiei (1):

$$p = mv = er_0 B \tag{8}$$

unde B de data aceasta este luat în regiunea orbitei electronilor. Din (7') şi (8) se deduce relaţia simplă

$$B = \frac{1}{2}\bar{B} = \frac{1}{2}\frac{\Phi}{\pi r_0^2} \tag{9}$$

care exprimă corelaţia necesară între cîmpul magnetic de ghidare şi fluxul de accelerare. Condiţia (9), numită şi relaţia 1:2 a lui Wideröe defineşte astfel raza r_0: ***orbita stabilă.***

2.2. ***Stabilitatea momentană.*** În ceea ce priveşte stabilitatea momentană sau focalizarea, considerăm succesiv condiţiile necesare pentru stabilitatea radială şi axială [4].

2.2.1. *Stabilitatea radială.* Din ecuaţia (1) se poate deduce uşor

$$\frac{mv^2}{r} = evB \tag{1'}$$

ecuaţie care exprimă echilibrul celor două forţe care acţionează asupra particulei, şi anume forţa centrifugă $F_c = \frac{mv^2}{r}$ şi forţa centripetă dată de cîmpul magnetic $F_m = evB$.

În fig. 2 sînt trasate curbele variaţiei după rază ale celor două forţe. Este clar că F_c variază proporţional cu r^{-1}. Se poate arăta că pentru a avea stabilitate radială, F_m (sau în fond **B**) trebuie să varieze mai încet în funcţie de rază, sau cu r^{-n} unde $n < 1$, adică aşa cum este desenat în fig. 2.

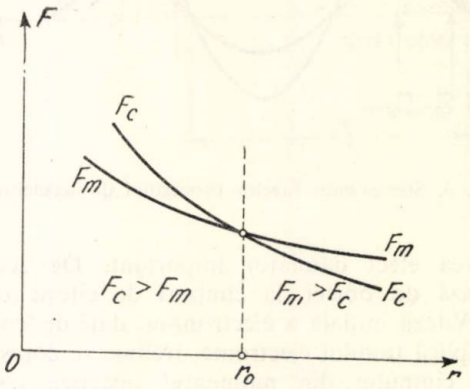


Fig. 2. Variaţia cu raza a forţelor centrifugă şi centripetă.

Într-adevăr, dacă de exemplu, particula a căpătat o abatere spre raze mai mari ca r_0, forţa centripetă devine mai mare şi readuce particula pe orbita originală. La fel se petrec lucrurile spre raze mai mici ca r_0 dar de data asta forţa centrifugă readuce particula pe orbita ei de la început. Prin urmare:

$$B \quad r^{-n} \text{ unde } n < 1. \tag{10}$$

2.2.2. *Stabilitatea axială.* Din fig. 1, unde se arată curbarea liniilor de cîmp magnetic, se constată că vectorul $\bar{\mathbf{B}}$ se descompune în componentele axială şi radială B_z şi B_r. Componenta radială trece prin zero cu schimbare de semn la trecerea prin planul median magnetic. De componenta radială este asociată forţa axială care aduce particula abătută axial înapoi în planul median.

Prin urmare, condiţia de stabilitate axială este dată de curbarea ca în fig. 1 a liniilor de cîmp, sau, ceea ce este echivalent, de condiţia ca în planul median B să scadă în direcţie radială:

$$B \sim r^{-n}, \text{ unde } n > 0 \tag{10'}$$

2.2.3. *Condiţia de focalizare.* Reunind (10) şi (10') într-o singură formulă, avem:

$$B \sim r^{-n}, \text{ unde } 0 < n < 1. \tag{11}$$

Condiţia de focalizare (11) găsită de STEENBECK indică forma de variaţie a cîmpului magnetic de ghidare, în regiunea care conţine orbita stabilă. Forţele care iau naştere în aceste condiţii asigură regruparea electronilor dispersaţi, amortizarea oscilaţiilor pe care aceştia le execută în jurul orbitei stabile. Parametrul n definit mai sus este extrem de important în tehnica acceleratoarelor ciclice, ca betatron, sincrotron, sincrofazotron. El poartă numele de *indice de cîmp.*

3. Procesul de accelerare

Procesul de accelerare se împarte în trei părţi: injecţia, accelerarea propriu-zisă şi ejecţia (fig. 3).

3.1. **Injecţia.** Injecţia electronilor se face imediat ce cîmpul magnetic a început să crească de la zero. Nu se recomandă a se injecta chiar la valoarea nulă a cîmpului, deoarece atunci forţele de stabilizare sînt nule, iar diversele cîmpuri parazite (v. pct. 4.1)

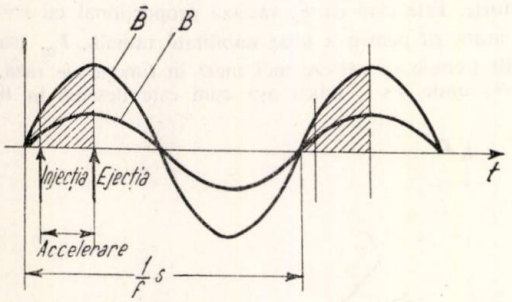


Fig. 3. Succesiunea fazelor procesului de accelerare.

pot avea efect dăunător important. De aceea se injectează de obicei la cîmpuri de cîteva zeci de gauşi. Viteza iniţială a electronilor, dată de tensiunea ce se aplică tunului electronic, trebuie să corespundă valorii cîmpului din momentul injecţiei, conform relaţiei (1). Tensiunea de injecţie se poate calcula cu formula:

$$V_{\text{inj}} = \sqrt{0{,}26 + (3\, r\, B_{\text{inj}})^2 \cdot 10^{-8}} - 0{,}51 \quad (12)$$

unde V_{inj} este dat în MV, r în cm şi B în G [6] (v. fig. 3) [1]). Din motivele de mai sus, se urmăreşte a avea B_{inj} cît mai mare pentru a obţine intensităţi ridicate. Corespunde o tensiune de injecţie ridicată de zeci de kV.

O dată tensiunea de injecţie V_{inj} aleasă, rezultă şi momentul injecţiei t_{inj} (fig. 4). Orice electron injectat înainte sau după acest moment va descrie o orbită prea mult sau prea puţin curbată şi se va lovi de pereţii camerei de accelerare. De aceea, se obişnuieşte ca tensiunea de injecţie să fie aplicată în impulsuri, care nu durează decît cîteva μs în jurul lui t_{inj}. Se evită în acest fel încărcarea inutilă a catodei şi umplerea camerei cu electroni care vor fi iremediabil pierduţi pentru procesul de accelerare.

O analiză mai detaliată a procesului de injecţie [7] arată că de fapt există nu numai un moment, ci chiar un mic interval în jurul lui t_{inj} în care electronii injectaţi au şanse să ajungă ulterior pe orbita stabilă. Trebuie observat de asemenea că tunul injector nu poate fi plasat chiar pe orbita stabilă, unde ar constitui o piedică pentru următoarele revoluţii ale electronilor, ci trebuie plasat puţin alături. De aceea, electronii execută în primele cîteva revoluţii o mişcare de grupare către orbita stabilă, către care tind pe o traiectorie spiralată complicată eventual cu oscilaţii amortizate în jurul ei [8] [9].

O problemă deosebit de delicată este aceea de a grupa rapid electronii pe orbita stabilă, astfel ca să se evite ciocnirile cu tunul injector în timpul primelor revoluţii după injecţie. Acest proces, denumit

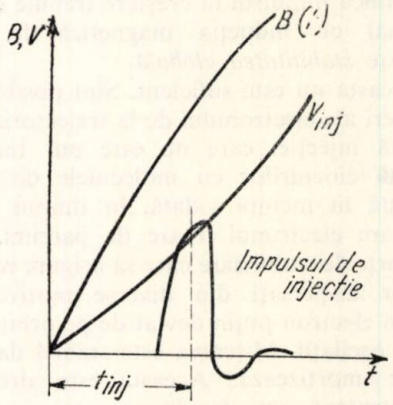


Fig. 4. Tensiunea de injecţie.

de obicei *contracţia orbitei* imediat după injecţie, a format şi formează obiectul cercetărilor. Autorii presupun diverse mecanisme ale fenomenului de contracţie şi, corespunzător, propun diferite metode de mărire a numărului de electroni captaţi pentru procesul de accelerare propriu-zis [10—14].

3.2. **Procesul de accelerare propriu-zis.** Electronii captaţi pentru procesul de accelerare propriu-zis, datorită oscilaţiilor ce le execută în jurul orbitei stabile, ocupă o întreagă zonă în vecinătatea acestei orbite. Astfel ia naştere o sarcină spaţială. Cu timpul, această zonă se contractă tot mai mult, iar la viteze de ordinul vitezei luminii respingerea electrostatică între două sarcini electrice este complet compensată de atracţia între aceleaşi sarcini considerate ca doi curenţi paraleli. La sfîrşitul procesului de accelerare, fasciculul electronic se prezintă destul de concentrat.

Iată cîteva cifre orientative: într-un betatron de 30 MeV cu $r_0 = 24$—25 cm, pentru a atinge energia maximă electronii execută circa un milion de rotaţii, parcurgînd circa 1500 km. În medie, ei cîştigă circa 30 eV pe rotaţie. După 5% din durata întregului proces, ei au cîştigat aproximativ 2 MeV şi au o viteză $v \simeq 0{,}98\ c$, unde c este viteza luminii în vid. Masa electronului atinge atunci valoarea $m \simeq 5\ m_0$, unde m_0 este masa de repaus. La 30 MeV, masa electronului creşte de 60 de ori faţă de masa de repaus iar viteza lui diferă numai cu 0,013% faţă de viteza luminii în vid. Reiese că de la cîţiva MeV în sus, viteza electronului variază practic extrem de puţin, creşterea energiei făcîndu-se mai ales pe contul creşterii masei.

Energia finală comunicată electronilor într-un betatron nu depinde decît de raza orbitei stabile şi inducţia magnetică maximă pe orbită, după formula

$$V_{\max} = 3.10^{-4} \cdot r_0\, B - 0{,}51 \quad (13)$$

[1]) vezi nota 2 de la p. 123.

unde V_{max} este în MeV, r_0 în cm şi B în gauşi [1]).

3.3. **Ejecţia.** La sfîrşitul perioadei de accelerare fasciculul de electroni se îndreaptă înspre anticatodă sau « ţintă », de care se ciocneşte dînd naştere unui impuls de raze röntgen îndreptate pe direcţia de mişcare a electronilor. Deplasarea fasciculului de pe orbita stabilă pînă la ciocnirea cu ţinta se realizează în general prin perturbarea condiţiei 1 : 2 (9). Pentru aceasta se folosesc două mijloace: saturarea unei părţi a magnetului sau introducerea unui flux suplimentar dat de un bobinaj auxiliar parcurs de un impuls de curent la momentul dorit. Al doilea mijloc, mai modern, dă posibilitatea varierii energiei maxime a electronilor prin provocarea ejecţiei mai devreme sau mai tîrziu.

Datorită oscilaţiilor executate de electroni care persistă, deşi amortizate, de-a lungul întregului proces de accelerare, pot exista electroni pierduţi la ejecţie, care nu ating ţinta ci lovesc pereţii camerei de accelerare dînd naştere la radiaţii nedorite. Numărul acestora poate fi redus sub 1% printr-un reglaj potrivit al poziţiei ţintei [10].

Obţinerea în afara camerei de accelerare chiar a fasciculului de electroni energici în locul razelor röntgen este o problemă mult mai dificilă.

Fasciculul trebuie trecut printr-un dispozitiv, unde să fie scos de sub influenţa cîmpului magnetic de ghidare, pentru ca traiectoria sa din curbă să devină dreaptă. Introducerea fasciculului brusc şi fără pierderi în dispozitiv este îngreuiată de existenţa oscilaţiilor electronilor, ba chiar de accentuarea acestora spre limita zonei stabile, cît şi de faptul că, din motive tehnice, deplasarea fasciculului spre margine, către dispozitiv, se execută într-o spirală cu pas extrem de redus (circa 1μ). Diferiţi cercetători [16, 17, 13] au introdus în camera de accelerare, la limita domeniului de stabilitate, diverse dispozitive magnetice sau electrostatice care să provoace deflecţia electronilor pe traiectoria dorită. Deşi aceste încercări au avut succes, majoritatea electronilor fiind extrasă din camera de accelerare printr-o fereastră specială metalică, scoaterea electronilor acceleraţi din betatron nu a depăşit, după informaţiile noastre, stadiul experienţelor de laborator.

[1]) În deducerea acestei relaţii trebuie să ţinem seama de teoria relativităţii restrînse. Energia cinetică a electronului este egală cu energia totală, mai puţin energia de repaus a electronului

$$W = eV = mc^2 - m_0 c^2,$$

care se poate scrie

$$\beta (V + \varepsilon) = \frac{mvc}{e} \quad \text{unde} \quad \beta = \frac{v}{c} \text{ şi } \varepsilon = \frac{m_0 c^2}{e}.$$

Ţinînd seama de relaţia (1), obţinem:

$$\beta (V + \varepsilon) = cBr.$$

În cazul electronilor, la energii mai mari de cîţiva MeV, $\beta \simeq 1$. Înlocuind constantele şi ţinînd seama de unităţi, se obţine formula (13).

La energii mici, $\beta = \frac{\sqrt{V^2 + 2V\varepsilon}}{V + \varepsilon}$.

Analog se obţine:

$$3.10^{-4}\ Br = \sqrt{V\,(V + 1{,}02)},$$

din care se deduce formula (12).

4. Soluţia constructivă

4.1. **Circuitul magnetic.** Constructiv, magnetul nu se deosebeşte esenţial de acela al unui transformator monofazat în manta (fig. 5). Miezul central este însă de secţiune circulară şi prezintă un întrefier

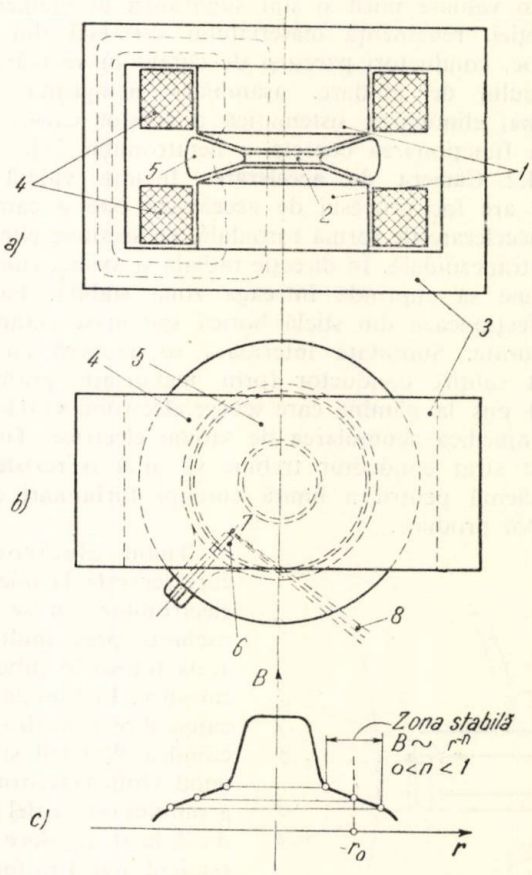


Fig. 5. Magnetul betatronului:
a — secţiune; *b* — vedere de sus; *c* — variaţia cîmpului magnetic cu raza; *1* — miezul central; *2* — întrefier; *3* — jug; *4* — bobina de excitaţie; *5* — camera de accelerare; *6* — tunul electronic; *7* — ţintă; *8* — fasciculul de raze röntgen.

mai mare spre margini în care se găseşte camera vidată, înăuntrul căreia se petrece procesul de accelerare. Porţiunile de circuit magnetic din vecinătatea camerei de accelerare sînt piesele polare, ale căror profile trebuie să asigure distribuţia de cîmp impusă de condiţiile de mai sus (fig. 5, *c*). Pentru a asigura simetria cilindrică, piesele polare se alcătuiesc din pachete de tole dispuse radial. Circuitul magnetic se închide prin două sau mai multe juguri dispuse simetric în jurul miezului Astăzi se preferă soluţia cu mai multe juguri « în stea », care asigură o uniformitate azimutală mai bună a cîmpului, o anumită ecranare a radiaţiei de dispersie etc. [5].

În jurul miezului central se află bobinajul de excitaţie (magnetizare). În afară de acesta, pot exista şi alte bobinaje auxiliare asupra cărora vom reveni.

Construcţia circuitului magnetic ridică o serie de probleme spinoase, ca de exemplu uniformitatea

azimutală a cîmpului de ghidare, posibilitatea înlocuirii camerei de accelerare etc.

Neuniformităţile azimutale, care pot provoca abateri mari ale electronilor de pe orbita stabilă şi pot reduce intensitatea fasciculului de electroni, sînt datorite mai multor cauze: curenţii turbionari, care au valori mari tocmai cînd cîmpul de ghidare are o valoare mică şi sînt supărători în momentul injecţiei, remanenţa materialului variabilă din loc în loc, conductori parcurşi de curent în vecinătatea cîmpului de ghidare, asamblare neîngrijită etc. Numai eliminarea sistematică a acestor cauze asigură funcţionarea corectă a betatronului [1].

4.2. **Camera de accelerare.** Incinta vidată în care are loc procesul de accelerare este o cameră de accelerare de formă toroidală, cu secţiune eliptică sau trapezoidală. În direcţie radială şi axială, camera trebuie să cuprindă întreaga zonă stabilă. Ea se confecţionează din sticlă borică sau mase ceramice glazurate. Suprafaţa interioară se acoperă cu un strat subţire conductor (prin metalizare, grafitare etc.) pus la pămînt, care scurge electronii «rătăciţi» şi împiedică acumularea de sarcini electrice. Totuşi acest strat conductor trebuie să aibă o rezistenţă suficientă pentru a limita curenţii turbionari care se pot produce.

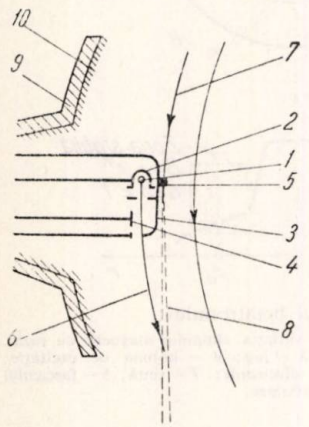


Fig. 6. Schiţa injectorului unui betatron, secţiune prin planul median:

1 — catoda incandescentă; *2* — cilindrul Wehnelt; *3* — anod; *4* — electrod de deflecţie (aproximativ potenţialul anodei); *5* — ţinta; *6* — fasciculul de electroni injectat; *7* — fasciculul ejectat; *8* — raze röntgen; *9* — peretele camerei de accelerare; *10* — metalizarea.

Tunul electronic, care serveşte la injecţia electronilor, nu se deosebeşte prea mult de acela folosit în tuburile catodice. El posedă un catod direct încălzit, un cilindru Wehnelt şi un anod. Optica electronică a tunului este astfel studiată încît produce un fascicul îngust în formă de panglică (fig. 6).

În afară de tunul injector, camera de accelerare mai conţine o *anticatodă* sau *ţintă* din material de număr atomic mare (platină, wolfram etc.), de care se lovesc electronii la sfîrşitul procesului de accelerare. În legătură cu problema menţinerii vidului, se mai prevede de obiceiu un getter, un manometru etc. Presiunea în cameră trebuie menţinută între 10^{-5} şi 10^{-6} tori, fie prin pompare continuă fie prin închidere.

5. Circuitele de alimentare şi comandă a betatronului

Constructorii de betatroane au adoptat cele mai diverse soluţii, atît în ceea ce priveşte sistemul de alimentare cît şi circuitele electronice de comandă şi control.

5.1. **Alimentarea** se face de obicei în regim sinusoidal.

Bobinajul de excitaţie a betatronului necesită o importantă putere reactivă. Aceasta este furnizată de o baterie de condensatori, care se conectează în paralel cu bobinajul de excitaţie, formînd un circuit acordat pe frecvenţa de lucru.

Frecvenţa se alege de obicei între 50 şi 500 Hz. Frecvenţa ridicată are o serie de avantaje: se obţin un număr mai ridicat de pulsuri de raze röntgen în aceeaşi unitate de timp, iar numărul de electroni pierduţi în timpul accelerării e mai redus, drumul pe care îl parcurg fiind mai scurt. Aceste avantaje sînt plătite de pierderile mai ridicate în fierul circuitului magnetic şi condiţionate de emisia catodei care trebuie să crească o dată cu frecvenţa.

În funcţie de frecvenţa de lucru şi de condiţiile de exploatare, se folosesc diverse soluţii pentru sursa de alimentare. În numeroase cazuri se foloseşte chiar reţeaua de frecvenţă industrială, intercalîndu-se un transformator ridicător de tensiune [5]. Alteori se întrebuinţează grupuri motor-generator, transformatori triplori [19, 20], iar la frecvenţe şi mai ridicate invertori electronici cu tuburi cu gaz.

Se iau măsuri de stabilizare a tensiunii de alimentare şi, mai ales, a frecvenţei, deoarece circuitul acordat este foarte sensibil la variaţii de frecvenţă.

5.2. **Circuitele electronice de comandă** trimit, la timpul potrivit, impulsul de înaltă tensiune pentru injecţie, impulsul de curent pentru contracţia orbitei (în unele variante, conf. 3.1.) şi impulsul de curent pentru ejecţie conf. 3.3.

Sincronizarea acestor circuite cu variaţia cîmpului magnetic al betatronului se face cu ajutorul unei bobine sondă cu miez magnetic saturabil, aşezată în întrefier, care dă un impuls de tensiune la fiecare trecere prin zero a cîmpului magnetic de ghidare. Sincronizarea este controlată prin circuite defazoare sau prin premagnetizarea bobinei sondă [6] (fig. 7). Pentru a stabiliza funcţionarea circuitelor auxiliare, majoritatea acestora sînt alimentate cu o tensiune de la un bobinaj special prevăzut pe coloanele magnetului.

5.2.1. *Circuitul de injecţie* este un generator de impulsuri de putere analog celor folosite în emiţătorii de radiolocaţie. El este de obicei alcătuit dintr-o linie artificială de formare şi un comutator ionic (tiratron cu hidrogen), ca în fig. 8. Linia se încarcă prin T_1 şi R_1 la o tensiune de cîţiva kV şi se descarcă prin tiratronul T_2, cînd acesta este aprins de un impuls de comandă, şi prin transformatorul de impulsuri. În secundarul acestuia se obţine un impuls negativ de 10 la 100 kV care se aplică pe catodul tunului injector. Secundarul este alcătuit din două bobinaje identice, prin care se alimentează filamentul tunului. Curentul de filament este de obicei stabilizat. Varierea lui permite variaţia, în anumite limite, a intensităţii radiaţiei obţinute.

5.2.2. *Generatorul impulsului de curent* pentru ejecţie este mai simplu (fig. 9). El este alcătuit dintr-un condensator care se încarcă cu ajutorul unui tub redresor şi se descarcă printr-un tub ionic (tiratron sau ignitron) şi prin bobina de perturbare a condiţiei

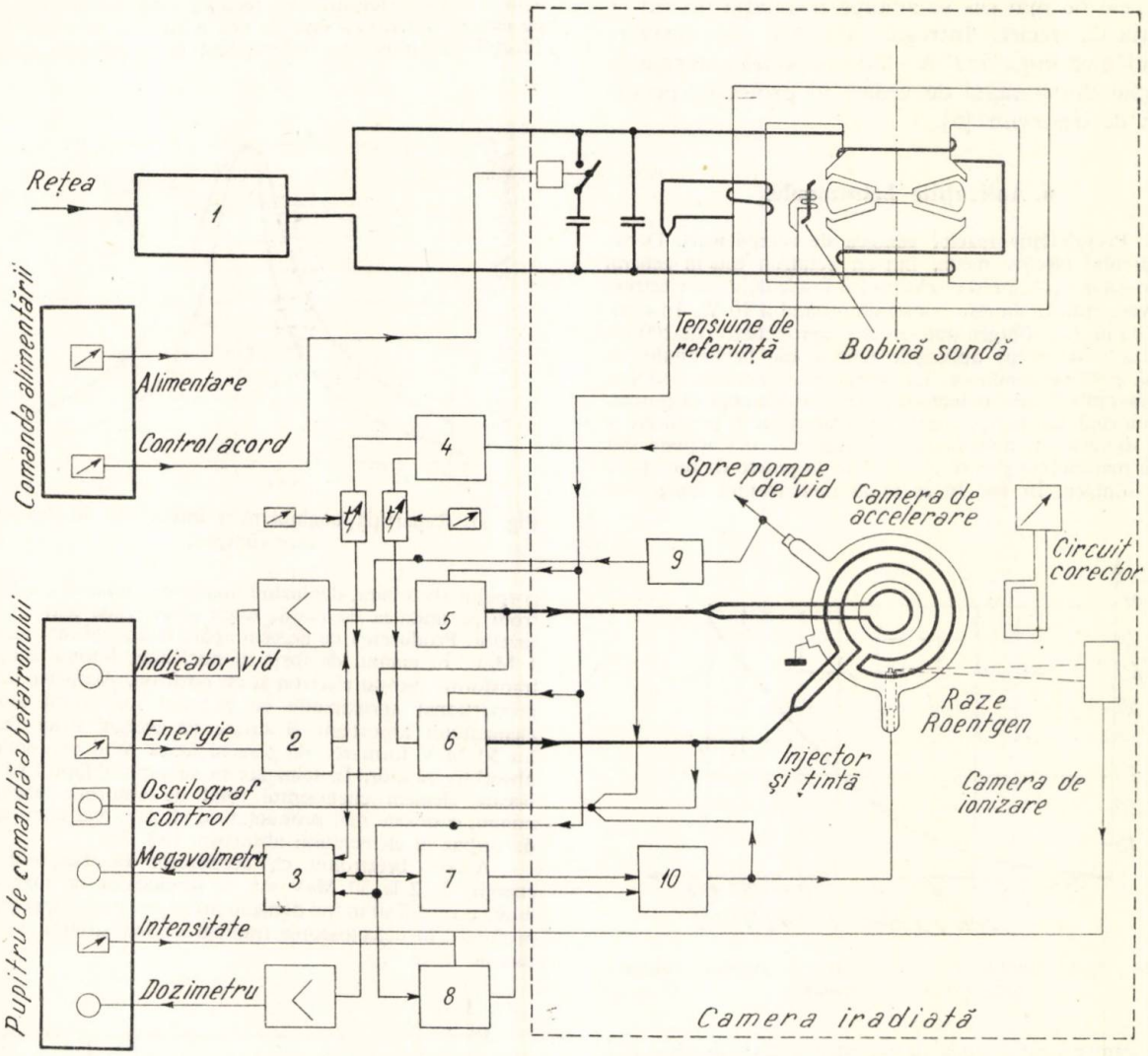


Fig. 7. Schema bloc de principiu a unei instalații, indicînd principalele circuite de comandă și control.
1—transformator sau convertizor; *2*—defazor; *3*—integrator; *4*—circuit de formare; *5*—generator de ejecție; *6*—generator de contracție; *7*—generator de injecție; *8*—stabilizator; *9*—joja; *10*—transformator de impuls.

1:2. În cazul ejecției, pulsul de curent poate avea forma unei jumătăți de sinusoidă iar durata lui este de ordinul zecilor de μs.

Impulsul de curent pentru contracția orbitei este generat de un circuit similar.

Pentru corectarea neuniformităților azimutale ale cîmpului de ghidare este nevoie de obicei de o serie de circuite corectoare care sînt formate din bobine plasate în porțiunea de ghidare sau pe coloanele magnetului și din aparatajul necesar pentru controlul fazei și intensității curenților care trec prin aceste bobine.

Există de asemenea circuite de măsură a radiației obținute (o cameră de ionizare și circuitele asociate) și circuite de măsură a energiei radiației (megavoltmetru) [21] (fig. 7).

În afară de acestea se prevăd de obicei circuite de semnalizare și protecție a întregii instalații, a căror complexitate depinde de energia acceleratorului și scopul pentru care a fost construit [6], [19], [20].

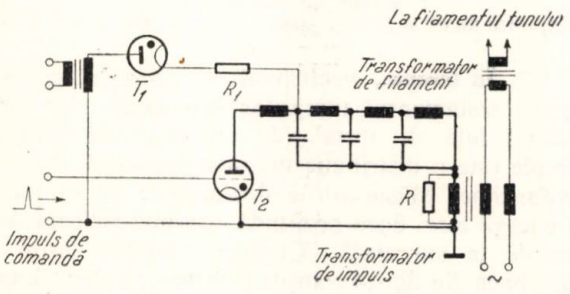


Fig. 8. Schema unui circuit de injecție.

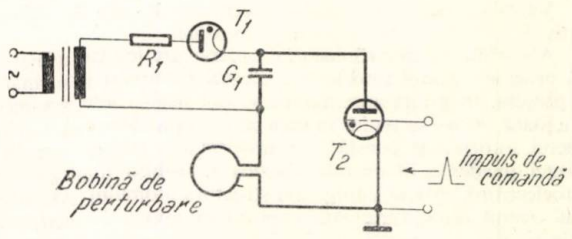


Fig. 9. Schema unui circuit de ejecție.

La cele de mai sus se adaugă instalaţia de vid şi instalaţia de răcire. Întregul complex este instalat într-o clădire sau aripă de clădire special amenajată, în special din punctul de vedere al protecţiei personalului de deservire [5].

6. Aplicaţiile betatronului

6.1. **Proprietăţile razelor röntgen de energii mari.** Deoarece curentul electric mediu într-un betatron este în general mai mic decît 1 μA, puterea electrică a fasciculului de electroni care lovesc anticatoda este numai de ordinul a 10 W. În comparaţie cu un tub röntgen puterea este aproximativ de 100 ori mai mică şi de aceea aplicaţiile tehnice ale betatronului ar putea să pară neeconomice. La energii mari intervin însă doi factori favorabili care compensează această diferenţă de putere. În primul rînd, cu energia creşte şi randamentul de producere a razelor röntgen: în anticatodă se transformă o fracţiune din ce în ce mai mare a puterii electronilor în putere de radiaţie a razelor röntgen. În fig. 10 se arată randamentul funcţie de

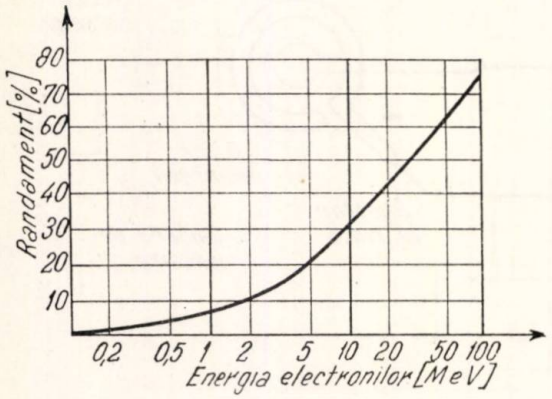


Fig. 10. Randamentul de producere a razelor röntgen, anticatodă de tungsten.

energie pentru o anticatodă de tungsten a cărei grosime este egală cu adîncimea de pătrundere a electronilor.

Randamentul acestui transfer de energie la betatron este însă egal aproximativ cu a treia parte din valoarea dată în figura 10, deoarece grosimea efectivă a anticatodei este mai mică, din cauza faptului că electronii, la sfîrşitul perioadei de accelerare, se apropie într-o spirală strînsă de anticatodă, o lovesc numai tangenţial şi sînt parţial dispersaţi în afară.

Al doilea factor favorabil este distribuţia din ce în ce mai concentrată a radiaţiei, o dată cu creşterea energiei, într-un unghi din ce în ce mai mic faţă de direcţia în care cad electronii pe anticatodă. În fig. 11 se vede că scăderea intensităţii de la valoarea maximă are loc după o curbă Gauss, unghiul la 50% din intensitatea maximă scăzînd cu creşterea energiei.

Compoziţia spectrală a razelor röntgen produse de betatron se deosebeşte de aceea a razelor produse de tuburile röntgen prin creşterea intensităţii relative la energii mari. În fig. 12 se arată repartiţia spectrală pentru o grosime eficace a anticatodei de aproximativ 25% din adîncimea de pătrundere a electronilor. Energia maximă corespunde energiei electronilor.

Valoarea medie a energiei spectrului se află la aproximativ 40% din valoarea energiei maxime.

Absorbţia razelor röntgen în materie are loc ca urmare a trei procese: efectul fotoelectric, efectul Compton şi formarea de perechi. În primă aproximaţie se pot neglija alte fenomene care joacă un rol secundar în ceea ce priveşte absorbţia razelor. Efectul fotoelectric constă în transformarea întregii energii a cuantei incidente în energie cinetică transmisă unui electron (fotoelectron), care se smulge din structura atomului. Absorbţia prin efectul fotoelectric este importantă numai la elementele grele şi pînă la energii de 2 MeV. Prin efectul Compton se înţelege împărţirea energiei fotonului incident în energia cinetică a unui electron (electron de recul) şi energia unei noi cuante, de energie inferioară faţă de cea a cuantei radiaţiei primare. Efectul Compton este independent de compoziţia atomică a

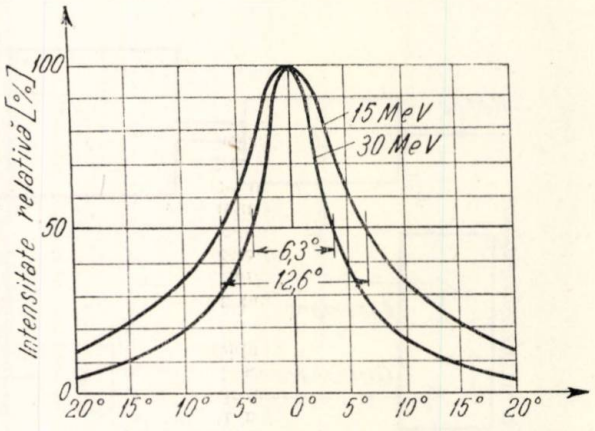


Fig. 11. Repartiţia unghiulară a intensităţii în fasciculul de raze röntgen.

corpului absorbant, depinzînd numai de numărul total de electroni pe unitatea de masă. Acest efect scade lent cu energia razelor. Producerea de perechi apare la energii mai mari decît 1 MeV. În cîmpul de forţe al nucleului, fotonul incident se transformă într-un electron şi un pozitron. Acest fenomen este proporţional aproximativ cu patratul numărului atomic al elementului absorbant şi creşte cu energia razei incidente. La 50 MeV formarea de perechi joacă rolul predominant în absorbţia razelor. În felul acesta se explică faptul că pentru fiecare element coeficientul total de absorbţie prezintă un minim, care este mai pronunţat cu cît este mai mare numărul de ordine al elementului absorbant (fig. 13).

Astăzi, betatronul ca accelerator de electroni pentru energii de 2 la 50 MeV sau ca producător de raze röntgen dure, este utilizat în trei domenii principale: în terapia tumorilor profunde, în defectoscopie (radiografie industrială) şi în cercetări de fizică.

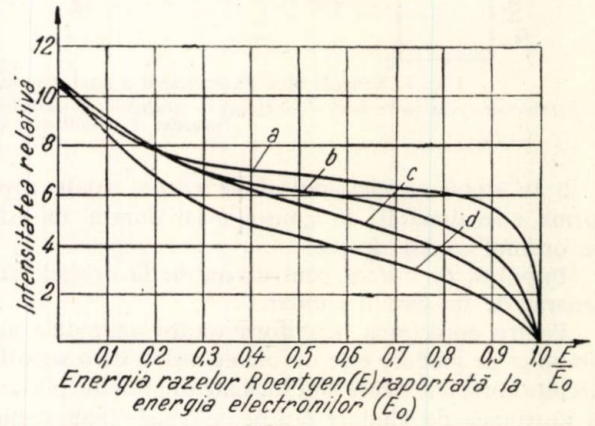


Fig. 12. Repartiţia spectrală a intensităţii în centrul fasciculului de raze röntgen:
a) $E_0 = 100$ MeV; *b*) $E_0 = 30$ MeV; *c*) $E_0 = 15$ MeV; *d*) $E_0 = 5$ MeV.

6.2. **În terapie,** betatronul se foloseşte mai ales pentru tratamentul tumorilor canceroase. Un prim avantaj faţă de instalaţiile obişnuite de röntgenterapie este o distribuţie mai avantajoasă a dozei în profunzime. Măsurătorile dozimetrice au arătat că la energii mari doza profundă este mai ridicată decît cea de la suprafaţă. Curbele variaţiei dozei cu adîncimea din fig. 14 compară efectele razelor röntgen de energii 20 keV, 2 MeV şi 20 MeV pentru aceeaşi

mărime a cîmpului iradiat. Se vede că putem produce doze importante în adîncime fără a încărca pielea şi

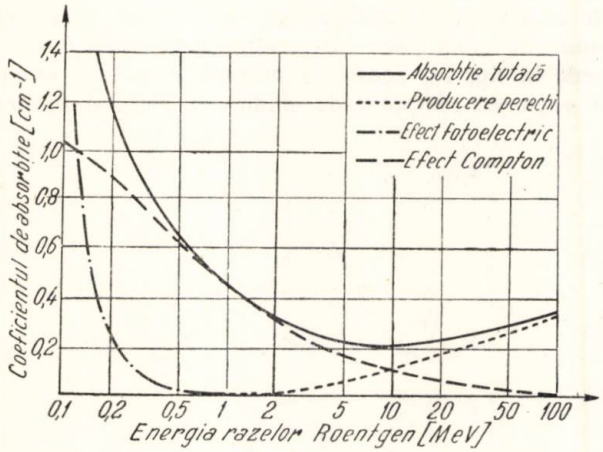


Fig. 13. Coeficientul de absorbţie a razelor röntgen în fier, funcţie de energie.

ţesuturile superficiale sănătoase, dacă folosim raze de 20 MeV. Creşterea dozei în profunzime se datoreşte electronilor produşi în corp prin efectul Compton. Aceşti electroni sînt dirijaţi în direcţia fasciculului incident de raze röntgen; astfel are loc un efect de acumulare în adîncime.

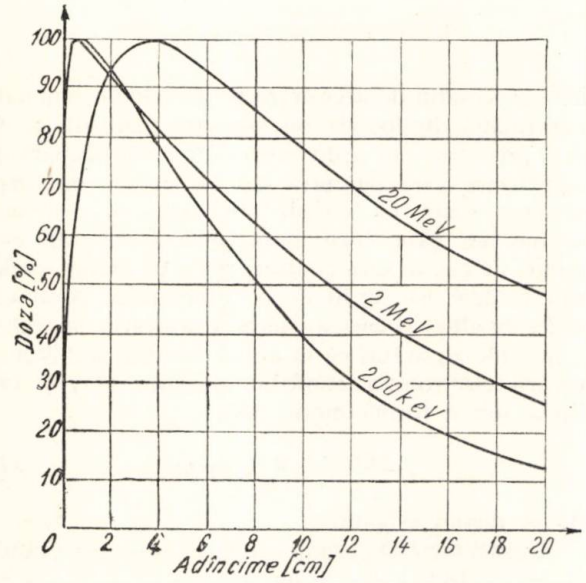


Fig. 14. Variaţia dozei în profunzime la diverse energii.

Un alt avantaj este împrăştierea laterală mică şi absorbţia relativ mică a oaselor pentru raze de energie mare.

Pentru a asigura o intensitate uniformă pe toată porţiunea iradiată, este nevoie de filtre speciale de egalizare [5].

Terapia cu fascicul de electroni s-a încercat pînă azi numai foarte rar. Ea va fi poate avantajoasă dacă se va rezolva din punct de vedere tehnic şi în mod definitiv problema extracţiei fasciculului de electroni acceleraţi.

6.3. **Pentru radiografia industrială** sînt deosebit de avantajoase pătrunderea mare, claritatea imaginii şi împrăştierea laterală mică a radiaţiilor.

Dacă la instalaţii röntgen de 200 keV grosimea materialului feros controlat nu poate depăşi 10 cm, razele röntgen dure, obţinute de exemplu cu un betatron de 30 MeV, permit un control al pieselor pînă la grosimea de 50 cm, fără ca timpul de expunere să devină prea lung.

Pentru defectoscopie este nevoie de o radiaţie de mare putere de pătrundere. Din fig. 13 se vede că coeficientul total de absorbţie este minim între 5 şi 15 MeV. Avînd în vedere că energia medie a spectrului radiaţiei röntgen se află la aproximativ 40% din energia maximă, se deduce că energia electronilor trebuie să fie cuprinsă între 12 şi 35 MeV.

În fig. 15 s-a reprezentat grosimea de înjumătăţire a intensităţii pentru fier, funcţie de energia maximă a electronilor, indicîndu-se şi puterea de pătrundere a radiaţiei γ a unor izotopi radioactivi. Se constată că pătrunderea razelor emise de cobalt 60 este aproximativ 65% din cea a razelor röntgen

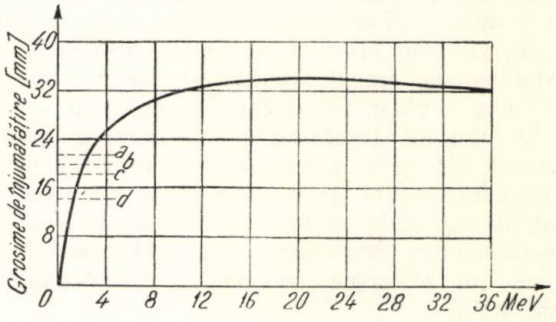


Fig. 15. Grosimea de înjumătăţire a intensităţii razelor röntgen în fier:
a — cobalt 60; *b* — tantal 182; *c* — radiu; *d* — iridiu 192.

de 20 MeV[1]). Faptul că grosimea de înjumătăţire a acestei radiaţii γ corespunde la aproximativ dublul energiei electronilor, se datoreşte repartiţiei spectrale mai bune a acestei radiaţii.

În afară de pătrunderea razelor, deosebirea constă şi în timpul de expunere care este mult mai scurt la defectoscopia cu betatroane decît la cea cu izotopi γ — radioactivi.

De exemplu, pentru radiografierea unei plăci de fier de 11 cm grosime, folosind Co 60 cu activitate de 600 milicurie plasat la o distanţă de 90 cm, este nevoie de o expunere de 48 de ore, pe cînd cu un betatron plasat la distanţă de 2,4 m timpul de expunere se reduce la aproximativ două minute, depinzînd de intensitatea radiaţiei.

Posibilitatea de a detecta defecte mici în material este mult mai bună cu betatronul decît cu instalaţiile röntgen obişnuite de 200—300 keV, mai ales pentru piese groase. Limita inferioară a incluziunilor detectabile este 0,5% pînă la 1% din grosime, depinzînd de grosimea piesei de examinat.

---

[1]) În cuprinsul articolului, prin raze röntgen s-a înţeles radiaţia electromagnetică generată prin procesul de frînare al electronilor care se ciocnesc cu anticatoda (Bremsstrahlung), iar prin raze γ radiaţia electromagnetică de origine intranucleară emisă de substanţele radioactive.

Folosind un betatron cu două fascicule şi realizînd un unghi de 5—10° dintre fascicule, putem obţine, funcţie de alegerea distanţei între piesa de examinat şi betatron, un cîmp larg de iradiere (format din două cîmpuri iradiate situate unul lîngă altul), sau două cîmpuri suprapuse, permiţînd executarea unor stereoradiografii şi determinarea adîncimii defectelor. În ultimul caz, poziţia obiectului este de asemenea fixă, iar cele două radiografii se pot executa simultan sau succesiv [31].

În fine, menţionăm că s-au construit betatroane speciale mobile pentru radiografie industrială, de exemplu de către firma Siemens [15]. Utilizarea betatroanelor pentru defectoscopia metalelor constituie de asemenea una din problemele centrale, de rezolvarea căreia se ocupă laboratorul de electrofizică al Institutului de metalurgie «A. A. Baikov» de pe lîngă Academia de Ştiinţe a U.R.S.S.

6.4. **In fizica nucleară** betatroanele cu energii de cîteva zeci de MeV sînt aparate preţioase în studiul reacţiilor fotonucleare (reacţii γ) de tipul (γ, p), (γ, n), (γ, np), (γ, α), adică reacţii la care se produc protoni, neutroni etc. prin bombardarea unor eşantioane din diverse materiale cu raze röntgen dure. La energii mari procesele devin mai complicate, iau naştere şi alte reacţii cum sînt $(\gamma, 2n)$, $(\gamma, 3n)$ şi se pot observa chiar foto-fisiuni ale nucleului.

Cu ajutorul betatronului, de exemplu folosind procesele (γ, n), se pot produce izotopi (în general tipuri caracterizate prin emisie de pozitroni) în cantităţi suficiente pentru cercetări, insuficiente însă pentru scopuri terapeutice. În această direcţie betatronul nu se poate compara cu ciclotronul [7], [10], [20].

Cu o cameră de accelerare specială, eficacitatea producerii izotopilor creşte prin introducerea unei probe din materialul respectiv ca ţintă în calea fasciculului de electroni accelerați. De asemenea se pot produce în acest fel neutroni folosind, de exemplu, o ţintă de uraniu.

În încheierea acestei treceri în revistă a aplicaţiilor, menţionăm că razele röntgen furnizate de betatron pot servi la diverse cercetări biologice (efectele radiaţiei asupra organismului, protecţia împotriva radiaţiilor). Electronii accelerați se folosesc azi numai pentru terapie, dar nu este exclus ca în viitor, o dată cu perfecţionarea extracţiei şi ridicarea intensităţii, să fie utilizaţi în industria alimentară (sterilizări), a maselor plastice etc.

7. Dezvoltarea ulterioară a betatronului

7.1. Numai cîţiva ani după punerea la punct a primului betatron de 2,3 MeV de către KERST [3], se construiseră deja betatroane mult mai mari şi mai perfecţionate, pînă la 100 MeV [23]. Erau în proiect betatroane şi mai mari încă [24].

Construirea betatroanelor mari a ridicat probleme dificile, în primul rînd de ordin tehnico-economic, relative la costul ridicat al circuitului magnetic de dimensiuni apreciabile şi al bateriei de condensatori. Ca urmare, au fost puse la punct o serie de metode cu scopul de a reduce dimensiunile şi greutatea miezului, puterea reactivă înmagazinată şi pierderile active. Una din aceste metode este folosirea premagnetizării de c.c., adică a suprapunerii unei componente continue de cîmp peste cea alternativă. După cum se vede în fig. 16, această suprapunere se face numai în regiunea cîmpului de ghidare, permiţînd prelungirea procesului de accelerare pe aproape o jumătate de perioadă, în loc de un sfert de perioadă ca în cazul precedent. În acest scop, bobina principală de magnetizare este parcursă de un curent continuu suprapus peste un curent alternativ; un bobinaj suplimentar care înconjoară miezul central este parcurs de c.c. în sens contrar, astfel că fluxul accelerator central este lipsit de o componentă continuă, inutilă de altfel şi care ar duce la saturarea miezului.

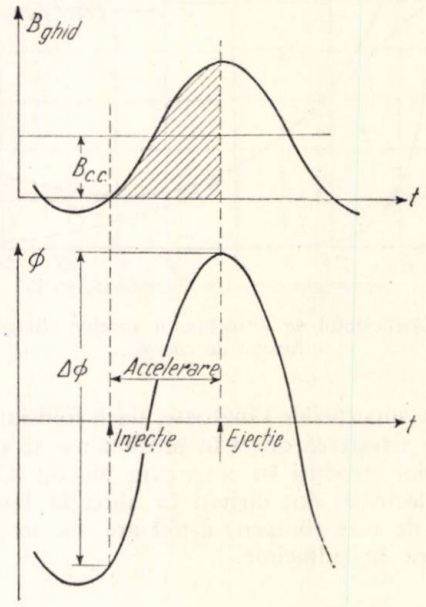


Fig. 16. Folosirea premagnetizării.

Studiile au arătat că în aceste condiţii stabilitatea mişcării electronilor conform relaţiilor (11) şi (9), ultima sub o formă modificată,

$$\Delta\Phi = 2\,\pi r_0^2\, B_{\text{ghid}} \qquad (9')$$

este pe deplin asigurată.

Această metodă permite creşterea aproape la dublu a energiei electronilor cu un betatron şi o baterie de condensatori de mărime dată. Ea implică însă o complicare a schemei de alimentare [10], [25]. Alte metode, folosite izolat sau combinat cu prima, constau în eliminarea întrefierului pe porţiunea centrală şi reglarea condiţiei 1:2 cu ajutorul bobinajelor suplimentare *(flux forţat)*, sau alimentarea înfăşurării de magnetizare în impulsuri de curent unidirecţionale repetate rar, metodă ce s-a generalizat la acceleratori mari pentru cercetări de fizică [26]. Aceste perfecţionări au permis construirea de betatroane de energie mare, mergînd pînă la 300 MeV.

7.2. Cercetări teoretice [27] au arătat însă că există o limită principială la accelerarea în betatron.

Este vorba de pierderile de energie prin radiaţie. S-a arătat că o particulă încărcată în mişcare circulară radiază energie electromagnetică. La energii de cîteva sute MeV, cantitatea de energie pierdută de particulă prin radiaţie egalează cantitatea de energie primită în cadrul procesului de accelerare, punîndu-se astfel o limită a creşterii energiei particulelor. Soluţia care a permis continuarea cursei spre energii înalte a fost descoperirea principiului stabilităţii de fază [28] care stă la baza altor tipuri de acceleratori: sincrotron, sincrociclotron (fazotron), sincrofazotron. Betatronul a ieşit astfel din linia întîia a acceleratoarelor utilizate în cercetări de fizică nucleară.

7.3. Astăzi, betatroanele au trecut din domeniul aparatelor unicate în acela al aparatelor de mică serie, destinate folosirii în producţie şi în medicină. Nu se mai construiesc betatroane cu energie mai mare ca 50 MeV, tipurile cele mai răspîndite fiind între 15—30 MeV. Această situaţie a atras după sine o serie de perfecţionări. Printre acestea citäm:

7.3.1. Specializarea betatroanelor după destinaţia lor: defectoscopie sau terapie.

Betatroanele destinate defectoscopiei sînt compacte şi în general portabile, cu ajutorul unor cărucioare sau cu podul rulant. Se construiesc şi betatroane stereoscopice (vezi 6.3.). Cele destinate terapiei sînt instalaţii fixe dar cu poziţie ajustabilă, funcţie de localizarea tumorii.

7.3.2. Betatroanele moderne se caracterizează prin reducerea gabaritului, a greutăţii şi a costului. În unele cazuri se folosesc materiale speciale [14]. O serie de încercări [29, 30] au dus la construirea unor betatroane deosebit de uşoare, la care partea metalică a circuitului magnetic este extrem de redusă, liniile de cîmp închizîndu-se mai ales prin aer. Curenţii de excitaţie mult mai intenşi sînt furnizaţi de generatori cu scîntei sau cu tuburi ionice, care lucrează pe frecvenţe muzicale. Reducerea greutăţii pînă la circa 1 kg pentru un betatron de 1 MeV a fost plătită însă şi cu o reducere a intensităţii.

7.3.3. Perfecţionarea procesului de injecţie şi de contracţie a orbitei, precum şi îmbunătăţirea aparaturii auxiliare.

În acest fel intensitatea razelor röntgen obţinute a crescut, s-a mărit stabilitatea şi siguranţa în funcţionare a betatronului.

Din această sumară trecere în revistă se vede că betatronul trece treptat din domeniul preocupărilor fizicianului în acel al inginerului, cu o rezervă, şi anume teoria procesului injecţiei şi captării electronilor, care este de mare interes şi pentru alte acceleratoare mai recent apărute.

BIBLIOGRAFIE

[1] FREMLIN, J. H. and GOODEN, J. S.: *Cyclic accelerators*, Rep. on progr. in phys. 13 (1950), p. 295—349.

[2] VOROBIOV, A. A.: *Uscoriteli zariajennîh ciastiţ*, Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1949.

[3] KERST, D. W.: *Acceleration of electrons by magnetic induction*, Phys. Rev. 58 (1940), p. 841.

[4] DOSSE, J.: *Le bétatron*. La rev. scient. nr. 3294, aprilie 1948.

[5] — *Le bétatron*. Revue Brown-Boveri, 38 (1951) 9/10, p. 260—310.

[6] DIETZE, T. W. and DICKINSON, T. M.: *Electronics applied to the betatron*, Proc. I.R. E., 37 (1949), p. 1171—1178.

[7] KOPFERMAN, H.: *Die Elektronenschleuder*, Ergebnisse der exakten Naturwissenschaften, 22 (1949), p. 13—72.

[8] KERST, D. W.: *The acceleration of electrons by magnetic induction*, Phys. Rev. 60 (1941), p. 47—52.

[9] KERST, D. W. and SERBER, R.: *Electron orbits in the induction accelerator*, Phys. Rev. 60 (1941), p. 53—58.

[10] WIDERÖE, R.: *Das Betatron*, Zs. angew. Phys. 5 (1953), p. 187—200.

[11] ADAMS, G. D.: *A method of increasing betatron yield*, Rev. Sci. Instr. 19 (1948), p. 607.

[12] BARDEN, S. E.: *On resonance damping at injection in betatrons and synchrotrons*, Proc. Phys. Soc. B, 64 (1951), p. 579—589.

[13] HEYMANN, F. F.: *Contraction of the instantaneous orbit at injection in a betatron*, Phys. Rev. 75 (1949), p. 1951—1952.

[14] SCHITTENHELM, R.: *Ein 15-MeV Betatron als Strahlenquelle für die zerstörungsfreie Werkstoffprüfung*, Siemens Z. 29 (1955), p. 483—491.

[15] SCHITTENHELM, R.: *Ein 15-MeV Betatron*. A.T.M. (1955) 236, 237, 239 şi (1956) 240.

[16] GUND, K. und REICH, H.: *Herausführung des Elektronenstrahls aus der Elektronenschleuder*, Zs. Phys. 126 (1949), p. 383—398.

[17] FAWCETT, S. L. and CRITTENDEN, E. C.; *Ejection of the electron beam from a betatron*, Rev. Sci. Instr. 21 (1950), p. 935—936.

[18] COURANT, E. D. and BETHE, H. A.: *Electrostatic deflection of a betatron or synchrotron beam*, Rev. Sci. Instr. 19 (1948), p. 632—637.

[19] KAISER, H. F. ş. a.: *The N. R. L. Betatron*, Nucleonics, 2 (1948), p. 46—62.

[20] MAYOR, D. ş. a.: *A 20 MeV Betatron for X-ray therapy*, Proc. I.E.E, 102 (1955) p. I, p. 845—856.

[21] WESTENDORP, W.F.: *Megavoltmeter for induction accelerators*, Rev. Sci. Instr. 17 (1946), p. 215.

[22] BOULÈGUE, G.: *Utilisation d'un bétatron en physique nucléaire*, Jour. phys. radium, 16 (1955), p. 874—882.

[23] WESTENDORP, W. F. and CHARLTON, E. E.: *A 100-million volt induction electron accelerator*, Journ. Appl. Phys. 16 (1945), p. 581—593.

[24] KAISER, H. F.: *European electron induction accelerators*, Journ. Appl. Phys. 18 (1947), p. 1—18.

[25] GRINBERG: *Metodî uscoreniia zariajonnîh ciastiţ*, Tehteorizdat, Moscova, 1949.

[26] KERST, D. W., ş. a.: *80 MeV betatron model of a 300 MeV betatron*, Rev. Sci. Instr. 21 (1950), p. 462—480.

[27] IVANENCO, D. O, POMERANCIUC, I.: *O maximalnoi energhii dostijimoi v betatrone*, D.A.N. 44 (1944) 8, p. 343—345.

[28] VEKSLER, V. I.: *Novîi metod uscoreniia reliativistskih ciastiţ*, D.A.N. 43. (1944), 8, p. 346—349.

[29] BIERMANN, A. et OELE, H. A.: *Bétatrons avec et sans culasse en fer*, Rev. Techn. Philips, 11 (1949), p. 69—82.

[30] HENTZE, G.: *Untersuchungen an Elektronenschleudern mit einer Betriebsfrequenz von 2,5 und* 8 kHz, Exp. Tech. der Phys. 3 (1955). p. 73—83.

[31] WIDERÖE, R.: *Betatron stéréographique et à large champ d'irradiation*, Rev. Brown-Boveri, 39 (1952) 10, p. 384—389.

NOTE DE LABORATOR

Generator de impulsuri de putere

CZ 621.373.43 : 621.385.001.4

Generatorul de impulsuri descris în cele ce urmează a fost construit în vederea utilizării lui la ridicarea în impulsuri a caracteristicilor tuburilor electronice de putere. Se ştie că această metodă, care constă în a aplica tensiunea pe grilă în impulsuri cu raport semnal/pauză mic, aduce o economie importantă la consumul de putere care scade în acelaşi raport.

În cazul de faţă, s-a ales frecvenţa de repetiţie a impulsurilor 50 Hz şi durata lor 5 μ s. De unde, raportul semnal/pauză are valoarea:

$$q = \frac{\tau}{T} = \frac{5.10^{-6}}{20.10^{-3}} = \frac{1}{4\,000}. \qquad (1)$$

Deci, pentru un tub de 100 kW, puterea medie consumată la lucrul în impulsuri este de aproximativ 25 W.

Schema bloc. Schema generatorului se bazează pe aceea a generatoarelor de modulaţie din instalaţiile de radiolocaţie [1], cuprinzînd un circuit de formare a impulsurilor (o linie cu constante concentrate), un circuit de încărcare, un comutator şi anume un tiratron, precum şi un transformator de impulsuri.

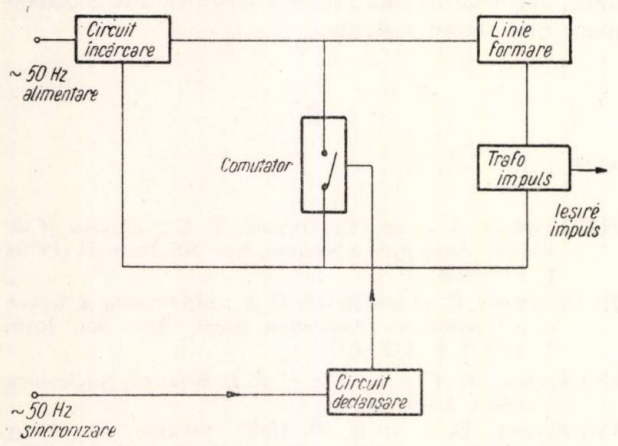


Fig. 1. Schema bloc.

Puterea maximă pe impuls necesară la ieşire a fost limitată la 9 kW, adică cu două ordine de mărime mai mică decît a impulsurilor de modulaţie din radiolocatoarele mijlocii. Aceasta a permis introducerea unor simplificări apreciabile şi ieftinirea schemei. Printre aceste particularităţi citãm:

a) folosirea unui circuit de încărcare mixt (cu diodă), cu un număr minim de piese de tensiune mare;

b) tiratronul utilizat este un tiratron obişnuit cu vapori de mercur;

c) transformatorul de impulsuri este realizat cu tolă ferosilicioasă ordinară, de 0,35 mm grosime;

d) în circuitul de declanşare, sincronizat cu reţeaua, prezenţa modulaţiei parazite de timp («jitter») nu este supărătoare.

În cele ce urmează ne vom opri pe scurt asupra unora din aceste particularităţi.

Circuitul de încărcare furnizează energia necesară care încarcă rezervorul circuitului de formare, în speţă condensatoarele liniei. Redresorul monoalternanţă cuprinde numai două piese de tensiune ridicată, transformatorul şi dioda redresoare, drept condensator de ieşire servind chiar capacitatea liniei de formare. La începutul fiecărei perioade, redresorul găseşte condensatoarele descărcate. Dioda se deschide şi debitează curent între A şi B (fig. 2), după care tensiunea la catod întrece pe cea a anodului şi dioda se taie, separînd circuitul de încărcare. Declanşarea survine însă numai dincolo de π, în punctul C, altfel redresorul ar debita pe tubul comutator. În restul perioadei, condensatoarele rămîn descărcate. Rezistenţa serie serveşte ca protecţie pentru eventuale aprinderi parazite. Variaţia amplitudinii impulsului se face alimentînd circuitul de încărcare printr-un autotransformator reglabil.

Transformatorul de impulsuri constituie o piesă mai pretenţioasă, deoarece este realizat cu tolă ordinară de transformator de reţea. Pentru transmiterea, fără distorsiuni importante, a unui impuls de 5 μs, cu un front de circa 1 μs, transformatorului i se impun anumite cerinţe legate de banda de frecvenţă transmisă [2]. Distorsiunile minime au loc cînd, prin proiectare, se asigură un compromis optim între mărirea inductanţei proprii L_M pe de o parte şi reducerea inductanţei de scăpări L_S şi a capacităţii proprii C_P pe de altă parte. Inductanţa proprie de magnetizare L_M intervine în transmiterea frecvenţelor joase. Distorsiunile determinate de tăierea frecvenţelor joase, căderea pe creastă, se calculează, cu

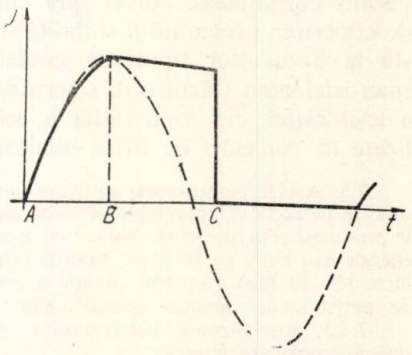


Fig. 2. Forma de undă a tensiunii pe comutator.

$$\delta u = \frac{Z_0 \tau}{2L_M}, \qquad (2)$$

unde δu este căderea pe creastă raportată la amplitudinea impulsului, Z_0-impedanţa pe care lucrează transformatorul, τ-durata impulsului şi L_M-inductanţa proprie. Pentru a reduce δu s-a ales o impedanţă Z_0 mică: $Z_0 = 25\ \Omega$. Linia de formare este de asemenea calculată pentru a se adapta pe această impedanţă. Deoarece sarcina transformatorului (circuitul de grilă a tubului de putere) este neliniară şi variabilă cu polarizarea, s-a şuntat primarul cu o rezistenţă de balast de 50 Ω, în care se consumă jumătate din puterea debitată de generator. Această soluţie uşurează generarea şi transmiterea impulsurilor cu o formă cît mai apropiată de cea dreptunghiulară. Inductanţa proprie este dată de:

$$L_M = \frac{4\pi N^2 S \mu_e}{10^9 l} \qquad (3)$$

unde N este numărul de spire (din primar, L_M fiind raportată la primar), S-secţiunea miezului, l-lungimea liniei magnetice medii în miez iar μ_e-permeabilitatea efectivă în impuls a materialului. Dintre aceşti parametri, cel mai dificil de calculat

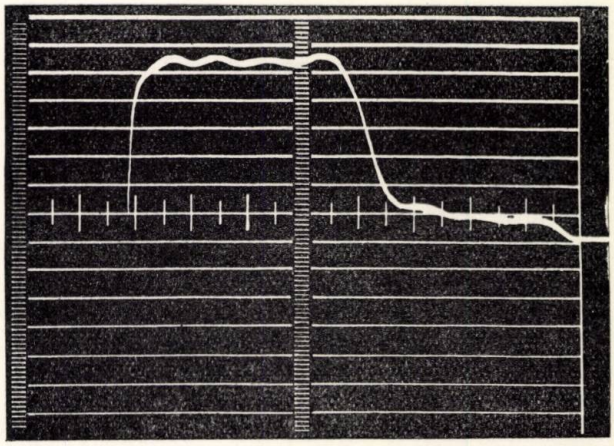


Fig. 3. Impulsul de ieşire. Etalonarea oscilografului; orizontal 2 div/μs: vertical 100 V/div.

este μ_e care depinde, pe lîngă caracteristicile materialului magnetic, de grosimea tolei şi de parametrii impulsurilor care

Caracteristici. Caracteristicile generatorului de impulsuri sînt rezumate în cele ce urmează:

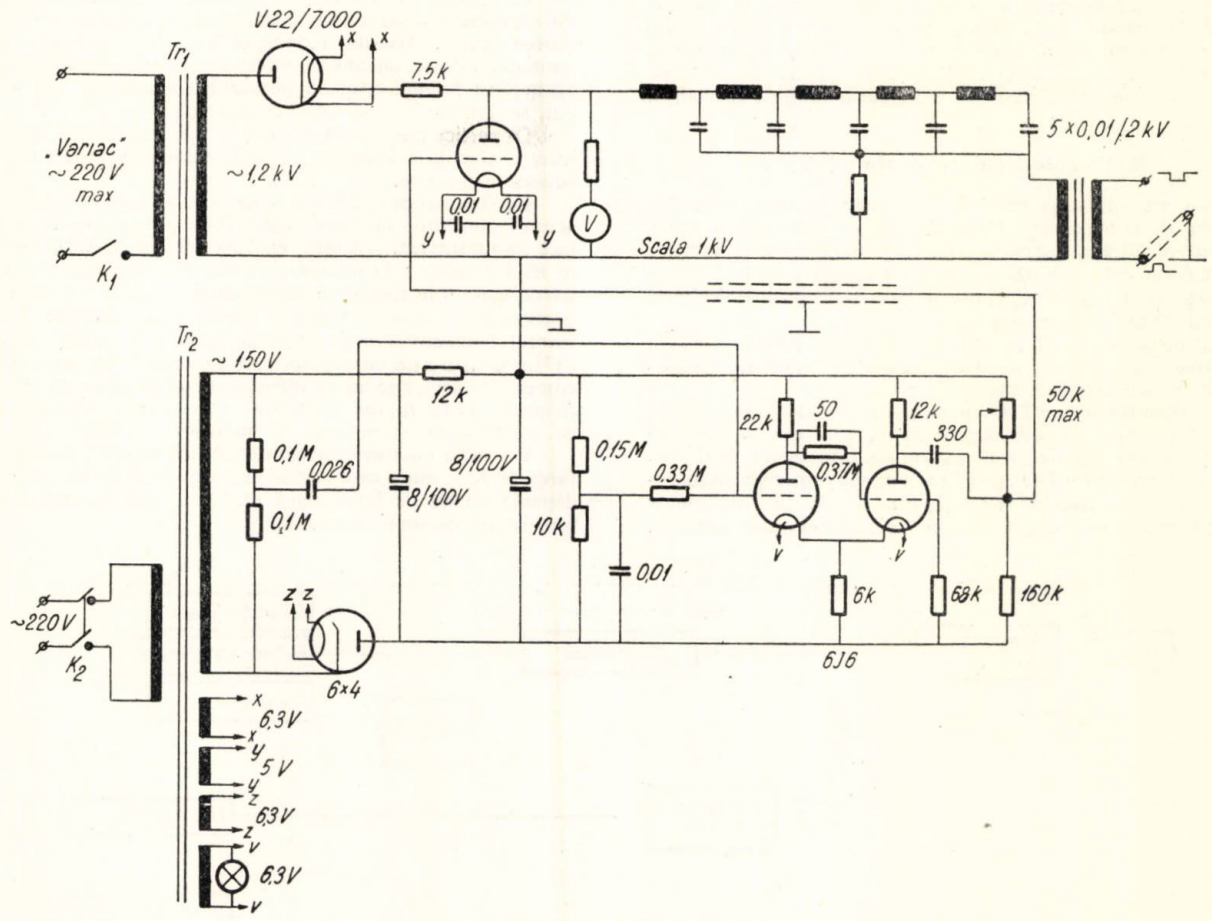


Fig. 4. Schema de principiu a aparatului.

trec prin transformator. Unele calcule estimative şi o serie de măsurători prealabile au condus către valoarea $\mu_e = 100$, inferioară cu mult valorilor uzuale pentru miezuri speciale ($\mu_e = 600$). Admiţînd o cădere $\delta u = 10\%$, rezultă $N = 40$ spire în primar, la $L_M = 625$ μH. Inductanţa de scăpări şi capacitatea proprie intervin la transmiterea frecvenţelor înalte. Condiţiile impuse pentru durata frontului nefiind severe, au putut fi realizate printr-o construcţie specială a bobinajului. Pentru reducerea inductanţei de scăpări, bobinajele primar şi secundar au fost bobinate cît mai apropiate, ambele pe coloana centrală a miezului tip manta. Înălţimea bobinei a fost mărită bobinînd spirele cu pas forţat de 1 mm. Raportul de transformare a fost limitat la $n = 4$, secundarul fiind realizat din 4 straturi a 40 spire, fiecare identic cu primarul. Pentru reducerea capacităţilor, toate straturile au fost bobinate în acelaşi sens, legăturile dintre sfîrşitul unui strat şi începutul celui următor făcîndu-se pe dinafara întregului bobinaj. Cu aceste măsuri, frecvenţa proprie de rezonanţă a bobinajului

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_p}} \qquad (4)$$

a fost găsită experimental $f_r = 1{,}7$ MHz. Introdus în circuit, transformatorul a lucrat satisfăcător. În fig. 3 se arată oscilograma impulsului la ieşire, scoasă de pe un divizor rezistiv 1:4.

Circuitul de declanşare este alcătuit din schema-releu a lui Schmitt, comandată de tensiunea reţelei. Impulsul obţinut este diferenţiat cu un circuit *RC* şi trimis pe grila tiratronului. Polarizarea primului tub este astfel aleasă ca declanşarea să se facă la faza indicată în fig. 2. Alimentarea circuitului de declanşare este făcută de acelaşi redresor care dă negativarea tiratronului.

Amplitudinea maximă a impulsurilor: 3 kV, polaritate + sau — faţă de masă; curentul maxim în impuls: 3 A; frecvenţa de recurenţă: 50 imp/s; durata impulsului: 5 μs; alimentarea: 220 V; 75 VA; greutatea: circa 10 kg.

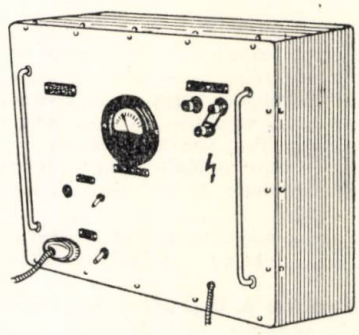


Fig. 5. Generatorul de impulsuri.

Schema de principiu este indicată în fig. 4, iar fig. 5 reprezintă fotografia aparatului.

În încheiere, mulţumesc tov. IGOR SERDELEANU care a contribuit la realizarea constructivă a aparatului.

Ing. I. Leibovici

BIBLIOGRAFIE

[1] GLASOE, G. N. şi LEBACQZ, J. V.: *Pulse Generators*, R. L. Series nr. 5, Mc. Graw Hill, New York, 1948.

[2] MATCHANOW: *Über die ingenieurmässige Berechnung von Hochleistungs — Impulstransformatoren*, Nachrichtentechnik, (1954) 8.

Aparatură pentru control dozimetric

CZ 621.387.4 : 612.898.5

În cele ce urmează se prezintă două aparate dintre cele expuse în standul «Dozimetria şi protecţia împotriva radiaţiilor» din expoziţia Uniunii Sovietice la Bucureşti cu tema: «Folosirea energiei atomice în scopuri paşnice», expoziţie care a trezit un interes deosebit în cercurile largi de specialişti.

Radiometrul universal tip «ТИСС»

Este un aparat portabil de laborator, destinat măsurării gradului de contaminare a suprafeţelor cu substanţe α sau β radioactive. El poate servi la controlul mîinilor sau al hainelor personalului care lucrează în mediu radioactiv, sau al diferitelor obiecte. Detecţia radiaţiilor se face cu 3 tipuri de detectori interschimbabili, şi anume:

a) detector tip «ТЧ» pentru măsurarea contaminării cu substanţe β active, care se compune din trei contoare Geiger-Müller pentru radiaţii β tip СТС-6;

b) detector tip «ТИ» pentru măsurarea contaminării suprafeţelor mici cu substanţe α-active, care constă dintr-un contor cu scintilaţie realizat cu fotomultiplicatorul ФЭУ-19;

c) detector tip «ТЮ» pentru măsurarea contaminării suprafeţelor mari cu substanţe α-active, care constă dintr-un contor proporţional pentru particule α, cu aer la presiune normală.

În paralel cu intrarea voltmetrului electronic se găseşte intrarea unei a doua scheme diferenţiale analoge, pentru semnalizarea optică. Aceasta acţionează un releu polarizat. Dacă semnalul întrece un anumit nivel prestabilit, releul provoacă aprinderea luminii roşii cu inscripţia *contaminat*; sub nivelul dat, se aprinde lumina verde cu inscripţia *curat*.

O particularitate interesantă a aparatului este compensarea automată a fondului γ cînd se măsoară contaminarea cu substanţe β-active.

Deoarece contoarele sînt sensibile şi la razele γ şi cosmice, acestea constituie un fond care trebuie scăzut atunci cînd se face măsurătoarea. Aparatul execută această operaţie automat în felul următor: în paralel cu circuitul integrator se află un condensator «de memorie» care se încarcă şi el la tensiunea proporţională cu cadenţa medie a impulsurilor fondului. În momentul contactului între obiectul cercetat şi blocul detector «ТЧ», se apasă un întreruptor care acţionează un releu. Acesta comută intrările circuitelor diferenţiale astfel ca ele să măsoare diferenţa dintre fondul înregistrat precedent şi «memorizat» de condensator, şi radiaţia din momentul aşezării obiectului.

Un releu electronic temporizează sistemul de semnalizare timp de 12 s, după care aprinderea semnalului roşu sau verde depinde numai de intensitatea medie a radiaţiei *suplimentare* înregistrate deasupra fondului.

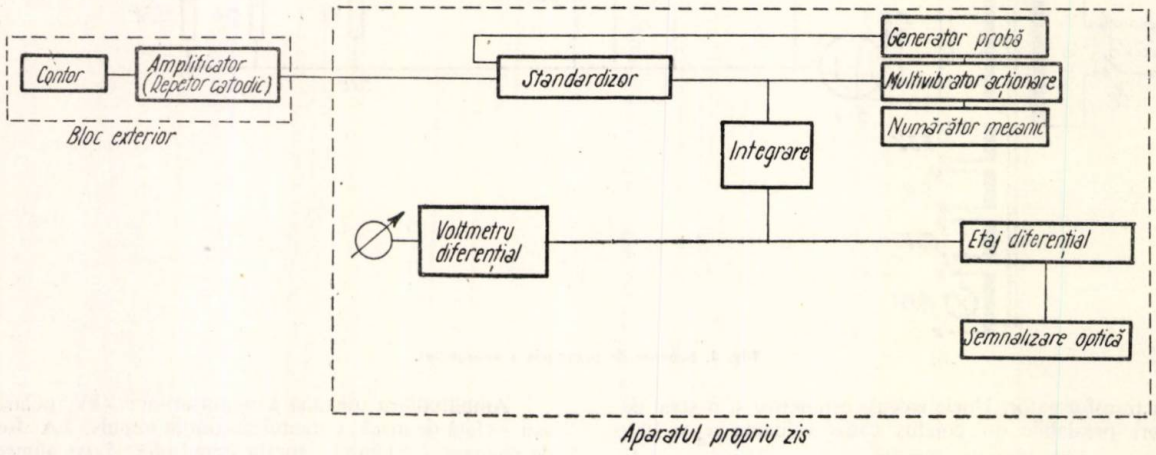


Fig. 1. Schema bloc a aparatului «ТИСС»

Fiecare detector realizat sub forma unui bloc separat se compune din contorul respectiv şi schema electronică de amplificare sau repetorul catodic. Legătura cu aparatul propriu-zis se face printr-un cablu multifilar, ceea ce permite efectuarea de citiri de la distanţă. Prin acest cablu se aduce şi alimentarea cu înaltă tensiune pentru contoare de la un redresor stabilizat cu tensiune reglabilă între 0 şi 2 000 V, aflat în aparatul propriu-zis.

Acesta din urmă mai conţine dispozitivele de înregistrare şi semnalizare. Schema bloc a aparatului propriu-zis este indicată în fig. 1.

Impulsurile primite de la detector, prin amplificatorul sau repetorul catodic respectiv, trec întîi printr-un standardizor care este un multivibrator monostabil cu cuplaj catodic. În acest fel se obţin impulsuri de durată şi amplitudine determinate.

Din catoda standardizorului, impulsurile normalizate acţionează numărătorul electromecanic, prin intermediul unui al doilea multivibrator monostabil de acţionare. Viteza maximă de înregistrare a numărătorului electromecanic este de 3 000 impulsuri/min. Numărătorul poate fi verificat cu un generator de probă sincronizat cu reţeaua.

Tot de la standardizor se trece într-un circuit de integrare care furnizează o tensiune continuă proporţională cu numărul mediu al impulsurilor din unitatea de timp. Această tensiune este măsurată de un voltmetru electronic în montaj diferenţial. Instrumentul indicator este gradat direct în impulsuri pe minut, în 6 scări, de la 300 la 10^5 impulsuri/min.

Un alt detaliu remarcabil este circuitul de reducere a histerezei releului semnalizării optice. Pentru ca deconectarea să se facă la o tensiune cît mai apropiată de cea a limitei de conectare, un mic oscilator de relaxare cu tub cu neon trimite, o dată pe secundă, un impuls de curent de deconectare. Dacă tensiunea a rămas superioară limitei, releul conectează la loc; în caz contrar, rămîne deconectat şi semnalul roşu se stinge.

Radiometrul universal «ТИСС» este un aparat deosebit de util, robust, uşor şi de consum redus (60 VA).

Trusa de control dozimetric individual tip «КИД-1»

Pentru controlul dozei de radiaţie γ sau röntgen primită de fiecare persoană în parte, în timpul lucrului în mediu radioactiv, se folosesc dozimetre individuale de buzunar.

Trusa КИД-1 se compune dintr-o casetă cu 20 sau 100 de dozimetre individuale, precum şi din aparatul de încărcare şi măsură.

Dozimetrul de buzunar este o cameră de ionizare dublă, cu domeniul de măsură respectiv 0,02 R... 0,2 R şi 0,2 R ... 2 R.

Un electrod este comun pentru ambele camere şi constă chiar din corpul cilindric, din masă plastică conductoare, al dozimetrului. Celălalt electrod este un cilindru interior central, izolat de primul cu floroplast. Una din camere, cea de 0,2 R, are electrodul central de aluminiu. Electrodul central al camerei de 2 R este din aceeaşi masă plastică.

Cele două camere de ionizare ale dozimetrului se încarcă de la un redresor aflat în interiorul aparatului de încărcare şi măsură. Acest redresor are prevăzută o dublă stabilizare: pe circuitul de curent alternativ, cu transformator fero-rezonant, şi pe circuitul de curent continuu, cu tub stabilovolt.

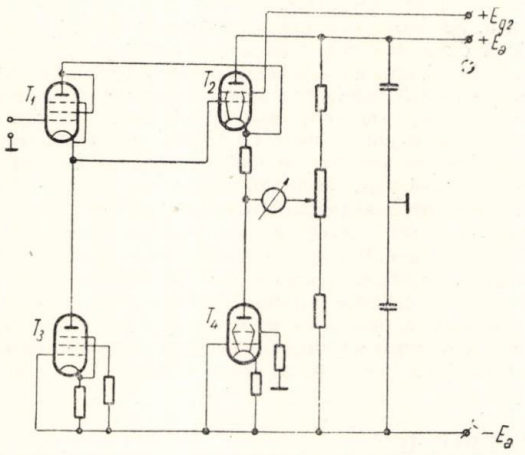


Fig. 2. Schema de principiu a voltmetrului electronic încorporat în aparatul «КИД — 1».

Datorită bunelor proprietăţi izolante, camerele de ionizare o dată încărcate îşi păstrează diferenţa de potenţial la borne, în lipsa radiaţiilor, scăderea maximă fiind de 5% în 24 de ore, la o umiditate relativă a atmosferei de 95 ± 3%, şi de numai 3 % la o umiditate mai mică.

Radiaţiile γ sau röntgen, ionizînd aerul din cele două camere, descarcă dozimetrul. D.d.p. la bornele camerelor de ionizare, măsurată cu un voltmetru electronic, dă o indicaţie asupra dozei de radiaţie primită de dozimetru şi deci şi de persoana care l-a purtat.

Voltmetrul electronic, care se află în aparatul de încărcare şi măsură este gradat direct în röntgeni şi are două scale de măsură: 0,02 R — 0,2 R şi 0,2 R — 2 R, corespunzînd celor două camere.

Comutarea scalelor se face automat prin introducerea camerei respective în borna de măsură. Scala pe care se măsoară este indicată de un semnal luminos.

Pentru a măsura d.d.p. la bornele unui condensator fără a introduce prin însăşi această operaţie erori apreciabile, trebuie ca schema de măsură să aibă o rezistenţă de intrare cît mai mare şi o capacitate de intrare cît mai mică (schemă electrometrică).

Schema voltmetrului electronic, simplificată, este cea din fig. 2. Se foloseşte un dublu repetor catodic compus din doi repetori catodici în cascadă cu o reacţie negativă puternică din catoda tubului T_2 în anoda tubului T_1. T_1, pentoda ghindă 6Ж1Ж, este alimentată în regim electrometric; în speţă, este subalimentată la filament (3,2 V) iar tensiunea anodică este de 30 V, egală cu tensiunea de negativare a tubului T_2. 6П1П.

Ca urmare, rezistenţa de intrare depăşeşte 10^{14} Ω, iar capacitatea de intrare scade sub 1 pF.

Pentru o mai bună stabilitate a schemei de măsură, curentul ambelor tuburi T_1 şi T_2 este stabilizat cu ajutorul tuburilor T_3 şi T_4, pentode în regim de curent constant.

Eroarea aparatului de măsură nu depăşeşte: ± 0,02 R pe scala 0,02 R ... 0,2 R şi ± 0,3 R pe scala 0,2 R ... 2 R. *I.L.*

Controlul încălzirii echipamentelor electronice *)

CZ 621.37/.38.017.71

Siguranţa funcţionării echipamentelor electronice impune condiţii din ce în ce mai strînse în proiectarea şi întreţinerea lor, orice deranjament putînd avea consecinţe uneori foarte grave asupra continuităţii în serviciu. Practica curentă indică faptul că siguranţa dorită nu poate fi atinsă fără o corectă protejare a părţilor componente impotriva creşterilor excesive de temperatură. Renunţînd la soluţia răcirii forţate — care duce la creşterea volumului şi costului instalaţiilor şi împiedică «miniaturizarea» instalaţiilor, autorul a întreprins un studiu sistematic asupra mecanismului transferului de căldură în unităţile simple şi complexe din echipamentele electronice.

Au fost executate experienţe amănunţite cu ajutorul unei casete de aluminiu de 48 × 23 × 21 cm în care sursa de căldură era reprezentată de o rezistenţă de 100 W încălzită la puterea nominală. 30 termocuple, fixe şi mobile, au permis să se măsoare temperatura în 240 puncte pe suprafaţa casetei şi în interiorul ei. În acest fel s-au putut ridica curbele izoterme pe a căror bază s-a studiat repartiţia în spaţiu a temperaturii. Introducînd anumite precauţii de ordin experimental, s-a dedus rolul conducţiei, convecţiei şi radiaţiei în procesele de propagare a căldurii.

Temperatura interioară poate fi micşorată în primul rînd prin sporirea emisivităţii pereţilor, ceea ce se realizează prin înnegrirea lor (renunţîndu-se eventual la unele consideraţii estetice). Ventilaţia accentuată (prin jaluzele sau perforaţii în pereţi) dă rezultate sensibile numai dacă canalizările respective sînt plasate corect pe pereţii superior şi inferior ai casetei,şi nu pe pereţii laterali; în caz contrar, suprimarea ventilaţiei n-are aproape nici un efect asupra repartiţiei temperaturii în interiorul casetei.

Aspectele problemei se schimbă dacă este vorba de ansamble mari, formate dintr-un număr de şasie (casete) montate pe racuri. În aceste cazuri, regimul termic al fiecărui «etaj» este afectat de funcţionarea celorlalte. Studiul experimental a fost continuat cu ajutorul unor casete asemănătoare celei de mai sus. În interiorul fiecărei casete au fost montate 10 pentode care au constituit sursa de căldură, realizîndu-se o disipaţie totală de 178 W în mediu. Pe balonul fiecărui tub s-au înfăşurat cîteva spire de sîrmă de cupru şi toate înfăşurările au fost legate în serie.

Măsurînd variaţia rezistenţei conductorului de cupru, s-a putut determina temperatura tuburilor. În acest mod s-a constatat că temperatura cea mai coborîtă corespunde aşezării tuburilor în poziţia în care axele lor sînt orizontale. Şi în acest caz, înnegrirea feţelor interioară şi exterioară ale casetei micşorează temperatura pieselor interioare, iar ventilaţia datorită perforării pereţilor îmbunătăţeşte condiţiile de disipare a căldurii.

Deosebit de importante sînt condiţiile de propagare a căldurii în cazul montării mai multor unităţi în ramuri.

Încercările executate în această direcţie, au arătat că transferul de căldură nu este practic afectat de conductibilitatea termică în lungul racului, iar pentru o răcire convenabilă este necesar să nu se permită trecerea aerului cald dintr-o unitate în cea superioară. De aici rezultă unele modificări care sînt necesare construcţiei mecanice a panourilor cum sînt, de exemplu, perforarea adecvată a panourilor frontale şi dorsale ale racului şi introducerea unui sistem intern de ventilaţie naturală, care să extragă căldura din fiecare etaj (casetă) prin cea mai eficientă din cele trei căi de propagare. Pe această bază, a fost elaborat un sistem original de construcţie mecanică pentru echipamente complexe, care — lăsînd tuburile în contact direct cu mediul ambiant, iar rezistenţele şi celelalte piese componente rămînînd închise în interiorul etajelor — realizează un schimb de căldură optim şi conduce la temperatura minimă a părţilor componente. *M.Be*

*) E.N. SHAW: Electronic Engineering, 29 (1957) 347, p. 13—23, 348, p. 65—70 şi 349, p. 115—118.

REFERATE

AUTOMATICA

CZ 621—53

Asupra determinării caracteristicilor optime ale sistemelor automate liniare. [După K. I. KURAKIN: Avtomatika i Telemehanika, 17 (1956) 7, p. 648—663].

În articol se stabileşte pe baza criteriului minimului mediei patratice a erorii, funcţia de transfer optimă a unui sistem automat, în condiţiile în care la intrare se aplică un semnal de comandă funcţie întîmplătoare şi un semnal de zgomot.

Pentru semnalul de comandă se presupune o anumită densitate spectrală $G(\omega) = \frac{\rho^2 a^2}{\omega^4 (a^2 + \omega^2)}$, iar pentru zgomot se presupune densitatea spectrală o constantă.

Se obţine în aceste condiţii drept funcţie de transfer optimă a sistemului deschis: $Y(s) = K_a \frac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{s^2 (T_3 + 1)}$, care corespunde unui sistem de tipul 2, avînd o stabilitate condiţionată.

Se calculează apoi comportarea dinamică a sistemului optim astfel obţinut.

În continuare, se indică mijloacele de realizare fizică ale funcţiei de transfer optime, pe baza corectării unui sistem simplu cu ajutorul unor reţele corectoare pasive liniare.

Însfîrşit, articolul cuprinde o parte de aplicaţie numerică în care se ilustrează cele stabilite mai sus. *Gh.R.I.*

CZ 621—52 : 681.142

Metoda de rezolvare a problemelor de comandă automată cu ajutorul calculatoarelor electronice analoge. [După B. Ja. KOGAN: Avtomatika i Telemehanika, 17 (1956) 1, p. 36—52].

Utilizarea calculatoarelor electronice analoge pentru rezolvarea diferitelor probleme de comandă automată a devenit în ultimii ani foarte răspîndită şi importantă.

În cadrul articolului se descriu metodele generale pentru rezolvarea problemelor liniare şi neliniare de comandă automată cu ajutorul calculatoarelor electronice analoge de curent continuu, ca urmare a activităţii desfăşurată în ultimul deceniu în cadrul Institutului de automatică şi telemecanică a U.R.S.S.

Se expune mai întîi modul de compunere a schemelor bloc pentru rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale pe baza reducerii ordinului derivatelor, apoi determinarea funcţiei de transfer a unui bloc de calcul izolat pe baza ecuaţiei diferenţiale de rezolvat, alegerea factorilor de scară pentru variabilele independente şi timp, determinarea condiţiilor iniţiale şi a forţelor perturbatoare în funcţie de parametrii calculatorului.

În continuare se studiază particularităţile unui calculator analog pentru un sistem automat cu constante de timp foarte mari, după care se dau cîteva exemple de rezolvare a unor probleme liniare şi neliniare: rezolvarea unei ecuaţii diferenţiale liniare cu coeficienţi constanţi de ordinul VI, rezolvarea ecuaţiei Mathieu, rezolvarea problemei oscilaţiilor rotorului unei maşini sincrone pentru o perturbaţie treaptă, precum şi studiul regimului tranzitoriu al unui sistem automat cu amortizare neliniară. *Gh.R.I.*

CZ 621.831,001.57 : 681.142

Simularea electronică a jocurilor. [După S. P. ONUFRIUK şi A. A. FELDBAUM: Avtomatika i Telemehanika, 17 (1956) 6, p. 513—523].

În problema simulării sistemelor automate, stabilirea unui model electronic pentru jocurile din angrenaje este foarte importantă, fiind legată de unul din efectele neliniare cele mai supărătoare care apar în astfel de sisteme. Autorii articolului după ce expun caracteristica de transfer a unui sistem de transmisie a unei poziţii unghiulare cu jocuri, disting două cazuri importante în practică: *a)* momentul de inerţie a sistemului antrenat este neglijabil şi se consideră numai momentul de frecare corespunzător; *b)* momentul de inerţie a sistemului antrenat nu poate fi neglijat, apărînd din această cauză o întîrziere în transmiterea comenzii. În cea mai mare parte a articolului se expun cîţiva simulatori electronici corespunzători cazului *a*. Se arată mai întîi un simulator simplu constituit din două diode care alimentează în paralel un condensator. La rîndul lor diodele sînt alimentate cu cîte o tensiune variabilă, analogă variabilei unghiulare a angrenajului motor şi polarizate respectiv cu cîte o tensiune egală cu jumătate din intervalul inactiv al angrenajului (jocul). La bornele condensatorului se obţine o tensiune electrică analogă cu variabila unghiulară a angrenajului antrenat. Montajul expus nu poate fi folosit atunci cînd se urmăresc precizii mari din cauza erorilor introduse de către curburile caracteristicilor diodelor la curenţi mici.

În articol se indică apoi o schemă bloc de simulare care corectează aceste efecte. În continuarea articolului se examinează trei variante de realizare a dispozitivului de memorie şi se dau date privitoare la realizarea unor montaje experimentale. În încheiere se indică o schemă principială privitoare la simularea electronică a unui angrenaj cu jocuri în cazul *b*. *Gh.R.I.*

ELECTRONICĂ

CZ 621.373.43

Generator de zgomot de bandă îngustă de înaltă frecvenţă. [După D. STEFFEN: Elektronische Rundschau, (1956)7].

Se descrie un generator de zgomot de bandă îngustă, adică un generator care în jurul unei frecvenţe muzicale dintr-o gamă dată dă un spectru de zgomot de bandă îngustă. Lăţimea benzii de frecvenţă se poate varia între 10 Hz şi 165 Hz. Se realizează spectrul de zgomot amplificînd selectiv o bandă de frecvenţă îngustă din spectrul de zgomot al unui tub cu descărcări luminescente. Banda amplificată se suprapune într-un modulator după principiul generatorului cu bătăi cu o frecvenţă fixă. În acest fel banda se plasează într-o regiune oarecare a gamei de frecvenţe muzicale. Amplificatorul selectiv este format din trei etaje acordate. Între primul şi al doilea etaj se introduce un circuit special de compensare a pierderilor (rezistenţă negativă) în circuitul al doilea acordat. Astfel se realizează o bandă îngustă şi se asigură posibilitatea de a varia banda. Amplificarea etajului al doilea este variabilă, aceasta pentru a potrivi tensiunea de zgomot la o valoare convenabilă. Frecvenţa de rezonanţă a amplificatorului selectiv s-a luat 60 kHz. Articolul cuprinde pe lîngă schema generală o serie de detalii teoretice cu privire la etajele de amplificare, circuitul de compensare, indicîndu-se şi diferitele reglaje necesare. *S.H.*

CZ 621.373.52

Oscilator RC cu transistor. [După G. FRANCINI: Alta Frequenza, 25 (1956) 3—4, p. 198—210].

Schema oscilatorului descris cuprinde o reţea *RC* selectivă în dublu T. Referindu-se la un articol propriu precedent (Alta Frequenza, v. XXII (1953) p. 282) în care era vorba de acelaşi tip de oscilator însă cu tub electronic, autorul analizează reţeaua dublu T, care prezintă unele particularităţi: 1) este o reţea de defazare cu TT permiţînd construirea unui oscilator cu un singur element amplificator; 2) prezintă o atenuare relativ mică, permiţînd conectarea de impedanţe relativ mici la borne.

Această din urmă particularitate a făcut posibilă crearea unei scheme de oscilator cu transistor, fără transformator de adaptare şi cu caracteristici acceptabile chiar la frecvenţe joase (fracţiuni de Hz).

Autorul studiază ecuaţiile reţelei defazoare, apoi ecuaţiile oscilatorului cu transistori şi indică criterii de proiectare. Sînt date unele rezultate experimentale: oscilatorul pe 1 000 Hz, construit cu transistorul RR20, cu emiterul la masă, consumă de la o baterie de 3 V un curent de 0,2 mA. După cum reiese din curbe, stabilitatea frecvenţei în timp cît şi la variaţii ale tensiunii de alimentare, este bună.

Pentru stabilizarea amplitudinii s-a adăugat şi o reacţie negativă. *I.L.*

CZ 621.317.39:721.43.019.2

Aparate electronice de măsură pentru studierea şi încercare carburanţilor. [După F. KERMAIRREC, L. SUNKIASSIAN, I. WEISSMANN: L'Onde électrique, (1956) 352],

În studierea şi încercarea carburanţilor este necesar să se cunoască şi puterea detonantă a acestora. Măsurarea puterii detonante se face pe cale electronică cu dispozitivul din fig. 1.

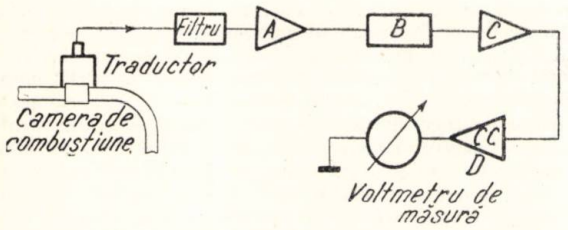


Fig. 1. Schema bloc a dispozitivului de studiat carburante.

Cu ajutorul unui traductor, bazat pe fenomenul de magnetostricţiune, se obţine un semnal electric, funcţie de presiunea din interiorul camerei de combustie (fig. 2).

După eliminarea vibraţiilor de înaltă frecvenţă cu ajutorul unui filtru trece jos (frecvenţa de tăiere a filtrului: 2 500 Hz), semnalul este aplicat unui amplificator obişnuit *A*, constituit din două triode.

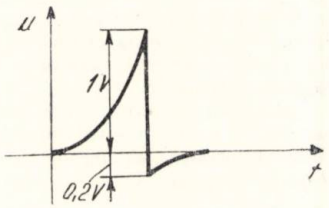


Fig. 2. Semnalul captat de la traducatărul de presiune.

Etajul *B* are rolul de a sustrage o tensiune de amplitudine constantă. Este constituit din două triode; prima conectată ca triodă cu catoda pozitivată, iar a doua montată ca un amplificator obişnuit. La ieşirea acestui etaj se obţine o tensiune ca în fig. 3, *b*.

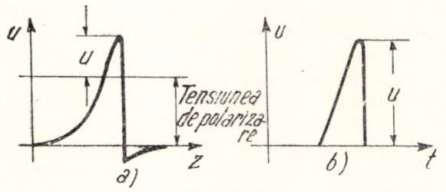


Fig. 3. Semnalul obţinut la ieşirea etajului *B*: *a* — semnalul aplicat etajului *B*; *b* — semnalul la ieşirea etajului *B*.

Acest semnal se aplică apoi amplificatorului compus din două triode. Prima triodă este montată ca un amplificator obişnuit, a doua triodă este montată ca repetor catodic.

Etajele sînt astfel alese încît semnalul, care se aplică pe grila acestui repetor să fie pozitiv. Aplicarea acestui impuls micşorează negativarea tubului, curentul prin tub creşte şi capacitatea, montată în paralel pe rezistenţa de sarcină a repetorului catodic se încarcă.

După dispariţia impulsului, capacitatea se descarcă pe rezistenţa de sarcină, cu o constantă de timp astfel aleasă încît tensiunea la ieşire să varieze mai lent (fig. 4).

Amplificatorul *D* este un amplificator de putere de curent continuu şi este constituit din două etaje în contratimp. Semnalul obţinut de la amplificatorul *C* se aplică prin intermediul unui circuit integrator, pe grila unui tub al amplificatorului *D*.

Acest semnal duce la dezechilibrarea etajului final al amplificatorului *D*, astfel voltmetrul montat în curentul anodic al acestui etaj va avea o deviaţie proporţională cu valoarea medie a semnalului aplicat la intrare.

Acest aparat permite compararea a două hidrocarburi în regim detonant şi este susceptibil de a diferenţia două hidrocarburi cu caracteristici apropiate.

Aparatul necesită o etalonare cu ajutorul unui carburant cunoscut.

Pentru determinarea cifrei octanice a carburanţilor, chiar pe vehicule, este nevoie de un indicator de avans şi un tachimetru.

Tachimetrele şi indicatoarele existente au dezavantajul că nu permit experimentarea pe motorul cu doi cilindri şi au o gamă de viteze prea limitată. Aceste inconveniente sînt eliminate de aparatele electronice.

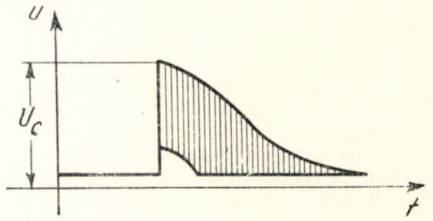


Fig. 4. Tensiunea la ieşirea repetorului catodic C.

Părţile principale ale dispozitivului sînt: indicator de avans şi un tachimetru electronic.

Indicatorul de avans se bazează pe principiul captării în fiecare ciclu al motorului, a două semnale: unul provocat

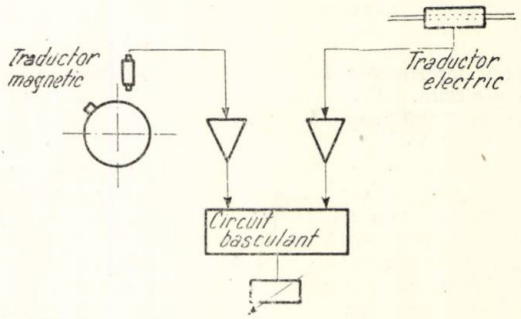


Fig. 5. Schema bloc a indicatorului de avans pentru determinarea cifrei octanice.

de scînteia de aprindere, iar altul, captat cu ajutorul unui traductor magnetic, de la arborele cotit al motorului (fig. 5).

Aceste două semnale, după ce sînt amplificate, se introduc într-un curent electronic basculant, care indică un curent mediu proporţional cu ecartul unghiular între cele două semnale; dacă cel de la arbore este fix, indicaţia este chiar avansul la aprindere.

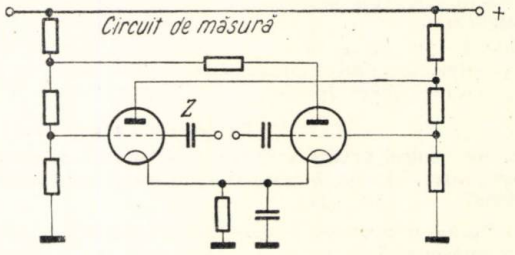


Fig. 6. Circuit basculant care traduce ecartul unghiular în curent electric.

Traductorul magnetic este compus dintr-un circuit magnetic cu întrefier variabil, iar traductorul electric captează un semnal fie de la distribuitor, fie de la bobina de inducţie a motorului.

Circuitul electronic basculant este arătat în fig. 6 şi are rolul de a traduce în curent electric, măsurabil, ecartul unghiular care separă cele două semnale. Montajul este simetric astfel că un semnal aplicat pe grila unui tub, duce la creşterea curentului prin acesta şi la eliberarea celuilalt. Curentul de măsură va indica o intensitate medie funcţie de timpul de separaţie a celor două semnale.

Acest dispozitiv poate măsura un ecart unghiular de la +10 la —20° cu o eroare de ±0,5 grade.

Tachimetrul electronic se bazează pe culegerea unui semnal la fiecare tură a motorului (electric sau magnetic) şi care provoacă încărcarea unui condensator.

Valoarea medie care parcurge acest curent de măsură este proporţională cu numărul turaţiilor motorului sau a unei piese oarecare în rotaţie. *G.S.*

CZ 621.387.4 : 550.835

Detector aeropurtat de minereuri radioactive cu maşină de calculat. [După E. J. FRANK: Journal of the British Institution of Radio Engineers, 16 (1956) 11, p. 633—645].

Metodele cunoscute pentru prospectarea din aer a zăcămintelor radioactive presupun o înregistrare simultană a intensităţii radiaţiei γ (cu ajutorul contoarelor) şi a înălţimii (cu ajutorul radioaltimetrului). După ce avionul s-a reîntors la bază, diagramele sînt prelucrate, se fac corecţii pentru variaţiile de înălţime şi se încearcă determinarea radioactivităţii relative reale la suprafaţa solului.

Autorul arată imperfecţiunea acestor metode, limitările şi sursele de eroare. El le critică şi din punct de vedere economic.

Metoda autorului se bazează pe măsurarea intensităţii γ simultan cu două contoare de scintilaţie, unul în avion şi unul la cîteva zeci de metri dedesubt, tras cu un cablu. Semnalele ambelor contoare sînt introduse într-o schemă de calcul care aplică automat corecţia de altitudine şi dă direct radioactivitatea relativă la suprafaţa solului, care se înregistrează.

Articolul conţine o descriere a circuitelor electronice cuprinse în schema de calcul, dintre care schema de multiplicare prezintă un caracter original. *I.L.*

CZ 621.317.75.087.6

Un aparat înregistrator de forme de undă, folosind procedee de analizare. [După A. W. GOODER: Journal of the British Institution of Radio Engineers, 16 (1956) 11, p. 623—631].

Autorul şi-a propus să construiască un aparat care să înregistreze grafic formele de undă prezentate pe un osciloscop catodic. Acest aparat are o serie de avantaje faţă de metoda fotografică, printre care eliminarea neuniformităţii de expunere pe diferitele porţiuni ale oscilogramei şi eliminarea timpului şi cheltuielilor necesare pentru a obţine fotografii.

Aparatul este cuplat cu alte două aparate exterioare: un osciloscop şi un miliampermetru înregistrator, ambele de tip obişnuit. Baza de timp a osciloscopului este folosită pentru a determina, cîte o dată pentru fiecare « dinte de ferăstrău », momentul în care se generează un impuls de 0,5 μs. Acest impuls deschide un circuit «poartă», în care interval forma de undă impusă observaţiei trece în aparat, este redresată iar valoarea de vîrf se aplică mecanismului înregistrator. Cu ajutorul unei baze de timp auxiliare foarte lente, de la 0,5 la 2 min, momentul culegerii informaţiei este plimbat de-a lungul « dintelui de ferăstrău » al bazei de timp rapide a osciloscopului, explorînd întreaga formă de undă, care este simultan desenată de înregistrator.

Autorul precizează că a renunţat la redarea porţiunilor rapid variabile fără distorsiuni, deoarece aceasta ar fi implicat o mărire a complexităţii aparatului, care are 13 tuburi. *I.L.*

CZ 621.314.2.042.14 : 621.317.43

Aparat de control pentru sortarea tablelor de tole de transformatoare. [După A. FIEBIGER: Siemens-Zeitschrift, 30 (1956) 9, p. 443—448].

Controlul cu aparatul Epstein impune pierderi de material şi reprezintă numai un control vag, care nu poate servi pentru sortarea tablelor de tole. Se arată care sînt metodele de măsură cunoscute pînă astăzi pentru table întregi. Se descrie un aparat pentru măsurarea pierderilor la inducţia de 10 kgauss la table întregi. Procedeul de măsurare a pierderilor este cel ferometric. Efectuarea practică a măsurătorilor cu acest aparat este foarte simplă, permiţînd controlul la 5 t de tole în 8 ore. Greutatea tablei trebuie considerată conform procedeului de măsură aplicat numai o dată, pentru potrivirea inducţiei. Se arată care sînt rezultatele obţinute practic. Se compară datele cu măsurători efectuate cu aparatul Epstein, acesta din urmă servind la etalonarea aparatului. Rezultatele obţinute cu acest aparat arată importanţa acestor măsurători atît pentru fabricantul tolelor cît şi mai ales pentru consumator. *S.H.*

CZ 621.317.2—52

Un dispozitiv electronic de comandă programată pentru platformele de încercare. [După F. D. DAYONNET şi J. ILLIEN: L'Onde Electrique, 36 (1956) 352, p. 634—649].

Încercările motoarelor cu explozie se pot efectua, fie pe platforme de încercare speciale, fie în condiţiile de funcţionare normală, pe vehicule. De obicei, există diferenţe destul de mari între rezultatele obţinute prin cele două metode, deoarece încercările pe platformă se fac în condiţii destul de idealizate faţă de cele reale.

În articol se expune o metodă electronică de comandă programată pentru încercările pe platformă, care permite supunerea motoarelor de încercat la un regim variabil prestabilit şi cît mai apropiat de cel real din funcţionare. Avantajul comenzii electronice faţă de comenzile utilizate în trecut, constă în posibilitatea obţinerii unor schimbări cît mai rapide ale regimului de lucru. În articol se precizează, mai întîi, parametrii de funcţionare ai motorului care trebuie comandaţi şi apoi se descrie sistemul de comandă constituit din două părţi: partea de programare şi cea de comandă în ciclu închis. Se indică modul de fixare al programului, precum şi sistemul de citire, care se face prin baleierea curbei programului, impulsurile modulate în poziţii obţinute din mai multe căi, corespunzător diverşilor parametri programaţi, fiind transformate în impulsuri modulate în lărgime şi apoi separate pe diversele căi cu ajutorul selectorilor şi demodulate cu tuburi integratoare. Mărimile astfel obţinute, în conformitate cu programul prestabilit, servesc pentru comanda diverşilor parametri, cu ajutorul unor sisteme de comandă în ciclu închis. În articol se dau detalii privind realizarea acestora.

În a doua parte a articolului se descrie aparatajul pentru înregistrarea variaţiilor parametrilor motorului în regimul real de funcţionare pe vehicule. Aceste înregistrări servesc apoi pentru stabilirea programului în încercările la platformă. Se dau unele detalii constructive şi se indică rezultatele experimentale obţinute.

Articolul constituie un strălucit exemplu de utilizare a electronicii şi a comenzii automate într-un domeniu foarte diferit de acestea, scoţîndu-se în evidenţă avantajele deosebite obţinute în acest fel. *Gh.R.I.*

CZ 621.95—86:534.321.9

Maşini de găurit ultrasonice. [După C. COVIAUX: Electronique, febr. 1956]

Cu ajutorul ultrasunetelor se pot efectua găuri de diferite forme şi adîncimi, în materiale casante ca: sticla, oţelul, ceramica etc. Prin ultrasunete se produce « corodarea » materialului solid de găurit; lucrînd cu un transductor cu coeficient de supratensiune mecanică ridicat se obţine o « coroziune » suficient de rapidă pentru a putea fi asimilată cu o găurire. De asemenea, cufundînd transductorul într-un produs abraziv, viteza de uzură creşte mult. Întrucît în creşterea intensităţii vibraţiei ultrasonore, nu trebuie să depăşim limita elastică permisă şi să « obosim » transductorul, metoda utilizează un transformator de deplasare care concentrează pe o mică suprafaţă intensitatea maximă a vibraţiilor ultrasonore; transformatorul este aşezat pe faţa activă a transductorului şi este format dintr-un material care suportă contractări mari. Dintre cele trei modele de transductori cunoscuţi: piezoelectrici, magnetostrictivi şi electrostrictivi se preferă cei magnetostrictivi, întrucît suportă deformaţii importante şi lucrează la o frecvenţă convenabilă scopului (20 kHz). Articolul conţine detalii asupra construcţiei maşinii şi a metodei de lucru. Maşina de găurit produce o mişcare verticală de mică amplitudine dar de frecvenţă ridicată, care, asociată cu o pastă abrazivă, îndeplineşte operaţiile de găurire, şlefuire, decupare. Forma găurii depinde de forma sculei întrebuinţate care poate fi făcută din bronz sau oţel moale. În rezumat, proprietăţile importante ale acestui sistem, sînt: găurirea materialelor foarte dure într-un timp foarte scurt; efectuarea unor găuri de format complex; uneltele de tăiere pot fi realizate uşor cu metale uzuale şi deci sînt ieftine; manipularea maşinii este foarte simplă; absenţa deformaţiilor şi a contractărilor. *M.B.*

ELECTROTEHNICA

CZ 621.317.42

Metode de măsură a cîmpurilor megnetostatice. [După C. CANARUTTO: L'Elettrotecnica, 43 (1956) 7, p. 364—368].

În tehnica acceleratoarelor de particule se întîlneşte problema măsurării cu precizie a cîmpurilor magnetice continue şi variabile (sinusoidale sau nu). Autorul, care face parte din colectivul secţiei acceleratoare a Institutului naţional de fizică nucleară din Roma, descrie o metodă perfecţionată de dînsul şi destinată a fi aplicată la sincrotronul de electroni de 1 GeV.

Metoda constă în utilizarea unui magnetometru-generator, cu bobine rotitoare, destinat măsurării variaţiei relative a cîmpului magnetostatic $\left(\frac{\Delta B}{B}\right)$. Pentru aceasta se folosesc două bobine pe aceeaşi tije, rotite la turaţii cuprinse între 50 şi 125 rot/s. Cele două bobine sînt conectate într-o punte, care este echilibrată cu rezistenţe. Valorile rezistenţelor care dau echilibru la o anumită poziţie a bobinelor conduc la aflarea variaţiei relative $\left(\frac{\Delta B}{B}\right)$ pentru poziţia respectivă.

Articolul cuprinde o serie de detalii constructive: realizarea bobinelor, a contactelor rotitoare etc. Se discută influenţa defazărilor parazite, modul de etalonare a aparatului şi unele rezultate experimentale.

În anexă se dau indicaţii de aplicare a metodei la măsurarea cîmpurilor magnetice variabile periodic. *I.L.*

CZ 621.317.73

Extinderea limitelor la măsurarea rezistenţelor prin metode electronice. [După G. HITCHCOX: Journal of the British Institution of Radio Engineers, 16 (1956) 6, p. 299—309].

Articolul cuprinde o sinteză a metodelor noi de măsură a rezistenţei, care au extins considerabil domeniul de măsură înspre rezistenţele foarte mici şi foarte mari. În introducere, autorul descrie două tipuri de ohmmetre neelectronice şi scoate în evidenţă limitările domeniului lor de măsură. În paragraful dedicat măsurătorilor de rezistenţe foarte mici, sînt prezentate trei metode, două folosind curentul continuu şi una curentul alternativ. În plus, se dă principiul unui nou aparat, cu curent în impulsuri « dinţi de ferăstrău » pentru măsura rezistenţelor foarte mici care în acelaşi timp nu pot disipa decît o putere extrem de mică. În domeniul rezistenţelor ultra înalte, progresul recent este considerabil, ajungîndu-se la măsurarea cu precizie satisfăcătoare a rezistenţelor de ordinul $10^{16}\,\Omega$. Asemenea probleme se pun şi pe scară industrială, aşa încît autorul descrie mai ales acele metode susceptibile de a găsi o largă aplicaţie, în aparate de serie. Sînt descrise trei tipuri principale, după care se dau amănunte despre partea electronică care cuprinde diverse tipuri de amplificatori electrometrici, mai ales acei care folosesc modularea tensiunii continue de amplificat. Sînt descrise şi metode de mărire a impedanţei de intrare. Articolul se încheie cu descrierea mai amănunţită a unui megaohmmetru industrial răspîndit. *I.L.*

CZ 621.316.86:546.281.26

Despre rezistenţe din carbură de siliciu, variabile cu tensiunea. [După K. ZÜCKLER: Zeitschrift für angewandte Physik, 8 (1956) 1].

Rezistenţele de Si sînt constituite dintr-un număr mare de granule de Si, legate împreună printr-un liant. Variaţia funcţie de tensiune se bazează, în primul rînd, pe fenomene la contacte între două granule. Afară de aceasta, dacă se folosesc aceste rezistenţe ca protector împotriva supratensiunii datorită trecerii unui curent important contactele, mai ales, se încălzesc puternic. Prin aceasta variază caracteristica rezistenţei. Se arată care sînt factorii care determină caracteristica (efecte de cîmp, efecte termice) şi care este influenţa diferiţilor parametri (forma impulsului de curent, mărimea granulelor etc.). Măsurători efectuate asupra unui complex de mai multe granule de SiC arată dependenţe efectelor termice (histereză, străpungere etc.) funcţie de mărimea granulelor şi durata impulsului de curent. Se dau detalii cu privire la executarea măsurătorilor şi date experimentale sub forma unui bogat material grafic. *S.H.*

CZ 621.319.43

Condensatoare variabile, noi, fără capacitate iniţială. [După G. ZICKNER, Zeitschrift für angewandte Physik, 8 (1956) 4, p. 187—191].

Se descriu două construcţii noi de condensatoare variabile, care în anumite montaje nu posedă o capacitate iniţială. Construcţii mai vechi ale autorului au fost dezvoltate în două direcţii: obţinerea unor etaloane de capacitate mică şi perfecţionarea construcţiei pentru realizarea unor capacităţi pentru măsurători, avînd capacitate finală mare. Se dau o serie de detalii constructive. Diferenţa faţă de construcţiile cunoscute constă în aceea că între două sisteme de plăci fixe se variază capacitatea printr-un ecran mobil rotativ. Datorită existenţei a trei puncte de conecţiune, aceste condensatoare se pot folosi numai în montaje speciale (de exemplu punţi) oferind însă aici faţă de condensatoarele variabile rotative cunoscute, următoarele avantaje: capacitatea iniţială poate deveni zero — nu există pierderi în dielectric — rotorul nu este parcurs de curent (eliminînd pierderi prin contact sau inductanţa variabilă cu poziţia în cazul unei spirale) — constanţa în timp a capacităţii este la fel ca la un condensator fix — capacitatea se defineşte mai exact decît la condensatoarele cu o bornă la masă. *S. H.*

NUCLEONICĂ

CZ 621.387.4:621.374

Circuite de prelungire a impulsurilor. [După M. A. MEYER: Nuclear Instruments, 1 (1957) 2, p. 62—65].

În experienţele de fizică nucleară se pune problema determinării distribuţiei după amplitudine a unei succesiuni de impulsuri, care durează fiecare circa 1 μs. Această problemă se rezolvă, de obicei, cu un analizor de amplitudine. În lipsa unui asemenea aparat relativ complex, determinarea distribuţiei de amplitudine se poate face cu mijloace mai simple (osciloscop catodic sau chiar voltmetru electronic), cu condiţia ca impulsurile să fie prelungite de la 1 μs la zeci sau sute de μs, sau chiar pînă la cîteva secunde, păstrîndu-li-se însă amplitudinea neschimbată.

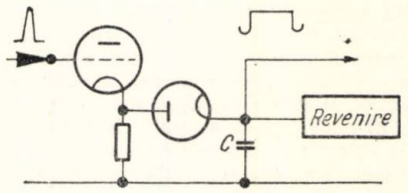


Fig. 1. Schema de principiu a circuitelor prelungitoare de impulsuri, descrisă.

Autorul descrie cîteva circuite prelungitoare de impulsuri construite după principiul următor (fig. 1). Repetorul catodic încarcă condensatorul *C* prin diodă. La sfîrşitul impulsului de la intrare dioda se taie iar condensatorul *C* îşi păstrează sarcina pînă cînd descărcarea lui este comandată de circuitul de revenire.

În continuare sînt prezentate şi comparate o serie de variante. *I.L.*

CZ 539.185.08 : 531.761

Măsurători de timp de zbor aplicate la neutroni rapizi. [După K. G. MALMFORS, J. KJELLMAN, A. NILSSON: Nuclear Instruments 1 (1957) 4, p. 186—196].

Măsurarea spectrului de energie a neutronilor cu metoda timpului de zbor a fost utilizată pentru neutronii lenţi, folosindu-se ca sursă un ciclotron cu sursă de ioni modulată. Posibilităţile tehnice permit azi aplicarea acestei metode la neutroni rapizi (100 keV-10 MeV). Scopul este de a studia secţiunile eficace în împrăştierea neutronilor, ca şi studiul direct al unor reacţii nucleare. Ca sursă sînt folosite diverse acceleratoare, printre care tot ciclotronul la care fasciculul de ioni acceleraţi este grupat în pachete, datorită însăşi procesului de accelerare. Mecanismul de grupare a ionilor în ciclotron, care duce la un impuls de circa 15° lărgime din perioada R.F. acceleratoare (circa 3 m μ s în cazul dat), este discutat pe larg.

De asemenea se dau date amănunţite asupra ciclotronului folosit şi asupra instalaţiilor auxiliare.

Neutronii sînt generaţi cu ajutorul unei reacţii (p. n) iniţiată de protoni acceleraţi la 3,5 MeV. Momentul iniţial este dat de un detector cu scintilator lichid plasat lateral în calea fasciculului de ioni. Neutronii sînt detectaţi cu scintilatorul plastic.

Măsurarea timpilor de zbor s-a făcut cu ajutorul unui sincroscop de mare viteză (Tektronix 517) prin filmare şi fotometrare. Sînt descrise în amănunt procedeele folosite şi modificările introduse în circuitele electronice. Urmează o descriere a instalaţiilor în mare, cu discuţia metodelor folosite pentru eliminarea perturbaţiilor care provin de la generatorul R. F. al ciclotronului, de la cel al sursei de ioni, de la fluxul de ioni acceleraţi primari etc.

Ultimele două paragrafe se ocupă cu puterea de rezoluţie a sistemului (rezoluţia totală conduce la o lăţime a liniei spectrale, pentru un grup monoenergetic de 5 m μ s) şi cu măsurarea energiei medii a protonilor incidenţi. *I.L.*

RECENZII

CZ 621.314.65

VAZACA, CHR., CIORĂSCU FL., PURICA I. şi PETRESCU, GH.: **Mutatoare**, Manualul Inginerului Electrician, vol. III, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1956.

Ca structură generală lucrarea se prezintă sub forma unui curs sistematizat şi extrem de concis în care se prezintă teoria generală a mutatoarelor ionice şi electronice precum şi te ria redresării, iar apoi în baza expunerii teoretice se tratează separat proiectarea redresoarelor dîndu-se şi exemple numerice de calcul care să ilustreze modul de aplicare a metodei de proiectare. În felul acesta metoda de proiectare este fundamentată şi justificată din punct de vedere teoretic.

Lucrarea cuprinde 15 capitole numerotate de la A la O întocmite de autorii suscitaţi după cum urmează:

VAZACA, CHR.: capitolele A-M;
CIORĂSCU, FL. şi PURICA, I.: capitolul N;
PETRESCU GH.: capitolul O.

Capitolele A-M tratează mutatoarele ionice şi electronice, teoria redresării precum şi proiectarea şi exploatarea redresoarelor ionice şi electronice; capitolul N tratează proprietăţile generale şi teoria şi utilizarea redresoarelor uscate precum şi unele date tehnice privind exploatarea acestor redresoare; capitolul O tratează redresorul cu contacte comandate.

Astfel în capitolul A se dau definiţii asupra tipurilor de mutatoare din punctul de vedere al funcţiunilor pe care le îndeplinesc: redresor, invertor, ciclconvertor, cicloredresor, ciclomvertor precum şi o clasificare generală a lor din punctul de vedere al structurii, care este prezentată totodată sub forma unui tablou sinoptic care arată şi modurile de conversiune pe care le realizează tipurile respective de mutatoare.

În capitolele B C D şi F se prezintă teor a mutatoarelor ionice şi electronice şi anume: dioda cu vid înaintat (kenotronul) dioda cu gaz (gazotronul), trioda cu gaz (tiratronul) şi tuburile redresoare cu arcuri de mercur (redresoarele polianodice cu arc de mercur şi redresoarele monoanodice cu arc de mercur: ignitronul şi excitronul); astfel se descrie construcţia acestor mutatoare, se prezintă atît din punct de vedere fizic cît şi cantitativ procesele interne care au loc în funcţionarea lor şi se dau caracteristicile acestor mutatoare şi efectul diverşilor parametri asupra acestor caracteristici; în cazul redresoarelor monoanodice cu arc de mercur se arată diverse circuite pentru prinderea ignitroanelor.

În capitolul E se dau date tehnice privind tuburile cu gaz, constînd în datele nominale ale tuburilor cu gaz şi precauţii speciale în cazul utilizării tuburilor cu gaz.

Capitolul G tratează teoria redresării în cazul redresoarelor monofazate pentru diverse tipuri de sarcini: rezistivă, capacitivă *(RC* în paralel*)*, inductivă *(RL* în serie*)*, cu filtru *LC*, cu intrare pe inductanţă şi cu intrare pe condensator precum şi cu forţă contraelectromotoare în circuitul de sarcină; se dau apoi criterii pentru aleger a tuburilor, transformatoarelor şi circuitelor.

În capitolul H se prezintă redresoarele monofazate cu tensiune reglabilă, arătîndu-se metodele de reglare a tensiunii la bornele redresoarelor; tot în acest capitol se mai prezintă teoria redresoarelor monofazate cu electrod de comandă, examinîndu-se cîteva din circuitele redresoare monofazate cu tensiune reglabilă.

Capitolul I tratează redresoarele polifazate. Astfel, în primul rînd, se arată avantajele redresoarelor polifazate faţă de cele monofazate în cazul redresării puterilor mari, tipurile de elemente redresoare utilizate în redresoarele polifazate, precum şi necesitatea transformatorului anodic polifazat. Se face apoi atît teoria fundamentală a redresării polifazate în cazul redresorului cu transformator ideal şi reactanţă infinită în circuitul de sarcină cît şi teoria aproximativă a redresorului polifazat cu transformator real. Se studiază apoi curenţii în transformatoarele rederesoarelor polifazate şi se face teoria transformatoarelor trifazate tip simbure cu bobinaje primare în triunghi şi a celor cu bobinaje primare în stea, arătîndu-se că aceste transformatoare înlătură majoritatea dificultăţilor ce apar în cazul utilizării transformatoarelor tip manta sau a mai multor transformatoare monofazate. În cele din urmă se prezintă conexiunile transformatoarelor utilizate în redresoarele polifazate, arătîndu-se avantajele şi dezavantajele fiecărui mod de conexiune în mod comparativ cu celelalte tipuri de conexiune prezentate precum şi relaţiile cantitative între mărimile care intervin în funcţionarea redresorului polifazat în cazul tipului respectiv de conexiune. Acest mod de prezentare permite proiectantului o alegere convenabilă a tipului de circuit redresor cel mai potrivit problemei sale, ceea ce constituia o problemă destul de dificilă avînd în vedere că există cel puţin 40 de circuite redresoare diferite pentru conexiunile tri-, hexa-, duodecafazate pentru redresoarele alimentate de la o reţea trifazată.

În capitolul J se tratează redresoarele polifazate cu tensiune reglabilă prezentîndu-se metodele de reglare a tensiunii unui redresor polifazat şi mărimile fundamentale ale redresorului comandat pe grilă.

Capitolul K analizează regimul deformant în redresoarele polifazate; se prezintă mai întîi analiza armonică şi factorul de ondulaţie a tensiunii redresate şi se studiază regimul deformant produs în reţeaua de curent alternativ de către redresoarele cu arc de mercur în cazul diferitelor grupuri de conexiuni a transformatoarelor; se arată apoi influenţa filtrelor de netezire, efectul legării în paralel a redresoarelor asupra armonicelor şi efectul regimului deformant asupra puterii de calcul a transformatorului redresorului. În cele din urmă se prezintă apoi filtrele de netezire pentru redresoarele polifazate (filtrul cu inductanţă, cu capacitate, cu ramuri paralele rezonante, cu circuite antirezonante legate în serie) arătîndu-se structura, comportarea şi calculul lor.

Capitolul L tratează proiectarea redresoarelor, dîndu-se mai întîi principiile generale care stau la baza proiectării lor. Apoi se arată modul de calcul al transformatorului şi al caracteristicilor redresorului. Capitolul se încheie cu cîteva exemple numerice de calcul, tratînd calculul unui redresor pentru tracţiune şi a unui redresor pentru lumină şi forţă.

Calculele sînt efectuate utilizînd relaţiile stabilite anterior, în acest scop făcîndu-se trimiterile necesare pentru o urmărire uşoară a succesiunii acestor calcule.

Capitolul M se ocupă cu exploatarea redresoarelor unde se analizează fenomenul aprinderii inverse, care constituie un accident grav în exploatarea redresoarelor şi se arată cauzele şi mijloacele de combatere a acestui fenomen. Tot în cadrul acestui capitol se mai tratează succint funcţionarea în paralel a redresoarelor. De asemenea se mai prezintă şi alte probleme legate de exploatarea redresoarelor ca: formarea redresoarelor şi producerea supratensiunii la funcţionarea redresorului în stare rece. În cele din urmă se dau indicaţii de serviciu şi de întreţinere precum şi măsuri privind siguranţa personalului.

În capitolul N se tratează redresoarele uscate, în care după prezentarea proprietăţilor generale se arată schema generală a tehnologiei de fabricaţie a diferitelor tipuri industriale de redresoare uscate. Se prezintă apoi caracteristicile redresoarelor uscate (caracteristica tensiune-curent, rezistenţa definită în curent continuu şi capacitatea proprie în funcţie de tensiune) precum şi factorii care influenţează caracteristicile redresoarelor uscate.

Se prezintă apoi rezumativ şi mai mult calitativ, teoria redresoarelor uscate, dîndu-se însă şi unele relaţii cantitative care să servească la fundamentarea teoriei. În acest fel se tratează, relativ la această problemă, conducţia electrică în solide şi în semiconductoare, lucrul de extracţie şi diferenţa de potenţial de contact între un metal şi un semiconductor (problemă de mare importanţă în teoria redresoarelor uscate) precum şi trei din teoriile asupra funcţionării redresoarelor uscate care prezintă azi o mai mare importanţă: teoria difuziei termice, teoria diodei şi teoria barierii fizice, făcîndu-se şi o comparaţie a acestor teorii cu rezultatele experimentale.

Se dau apoi date tehnice privind exploatarea redresoarelor uscate privind randamentul, repartiţia tensiunii la mai multe redresoare uscate legate în serie, durata lor şi cîteva circuite cu astfel de redresoare.

Capitolul se încheie cu utilizarea redresoarelor uscate. Nu se analizează însă funcţionarea circuitelor cu elemente redresoare uscate în diverse ipoteze şi nu se tratează proiectarea acestor redresoare ţinînd seama de problemele specifice lor.

În ultimul capitol al lucrării, capitolul O, se tratează pe scurt, redresorul cu contacte comandate, arătîndu-se principiul de funcţionare, reglajul tensiunii, unele montaje ale acestor redresoare, precum şi utilizarea lor. De asemenea nu se arată proiectarea acestor tipuri de redresoare.

Lucrarea se încheie cu o anexă cuprinzînd schemele convenţionale pentru redresoare, onduloare, pile şi acumulatoare (după STAS 2797–54; reproducere cu caracter informativ).

Ar fi util ca lucrarea să fie completată cu o anexă cuprinzînd caracteristicile cele mai răspîndite ale mutatoarelor.

Lucrarea reprezintă o valoroasă contribuţie la îmbogăţirea literaturii noastre tehnice în acest domeniu, punînd la îndemîna proiectanţilor din domeniul electronicii energetice şi studenţilor facultăţilor de electronică, electrotehnică şi energetică un excelent manual de referinţă. *L.M.*

CC 621—53

FA REGELUNGSTECHNIK VDI, VDE: **Regelungstechnik**, ed. 2 VDI-V. Düsseldorf, 1956, 282 p., 1 apendice.

Comisia de specialitate pentru automatizări, creată în colaborare de către VDI şi VDE a organizat la Bonn de la 1 la 3 septembrie 1953 şi la Essen între 13 şi 15 mai 1954 o serie de cursuri introductive în tehnica reglajului automat predate de cei mai autorizaţi reprezentanţi din industrie şi institute de învăţămînt. Cartea reprezi tă a doua ediţie a acestor cursuri, armonizate şi publicate de către un comitet de redacţie.

După un cuvînt înainte şi o introducere scurtă urmează ce'e 28 de lecţii împărţite în 7 secţiuni. Se începe cu principiile de bază concentrate în prelegerile:

Importanţa automatizărilor pentru evoluţia tehnică.
Automatizări şi economie.
Noţiunile de bază ale automatizărilor.
Circuite de reglarea automată în tehnică.

Secţiunea a doua se referă la tehnica aparatelor de reglare şi conţine 5 lecţii privind elementele componente ale regulatoarelor mecanice şi electrice, exemple de regulatoare cu acţiune continuă şi discontinuă. A treia secţiune priveşte însăşi regulatoarele, care se tratează după clasificarea nouă din normele germane DIN 19226 curînd apărute. După caracterizarea regulatoarelor integrale I, proporţionale P şi diferenţiale D, cît şi a combinaţiilor lor, urmează o lecţie de influenţare prin abateri şi una de metode de calcul întrebuinţate în reglajele automate.

Secţiunea a patra se referă la aplicarea regulatoarelor în diferite industrii productive: chimică, petrolieră, metalurgică, a hîrtiei, a sticlei şi de distribuţie a gazelor. A cincia secţiune priveşte reglarea motoarelor, a turbinelor hidraulice, a liniilor de laminare, a maşinilor textile şi a maşinilor utile.

Secţiunea a şasea se ocupă cu reglajul în centralele şi reţelele electrice, tratînd automatizările din centralele ter.nice, reglarea frecvenţei şi puterii în reţele interconectate şi reglarea tensiunii în reţele de distribuţie. Ultima secţiune conţine un singur curs, privind comanda şi reglarea automată a unui generator de curent continuu, care probabil nu se încadrează bine în celealte secţiuni.

În apendice se dă o scurtă tabelă a termenilor privind automatizările în limba germană (denumirea veche şi cea nou normalizată) cît şi în limba engleză (termeni din Anglia şi separat din S.U.A.) şi franceză.

Fără a putea comenta fiecare lecţie în parte, putem spune că prin nivelul nu prea ridicat, dar prin lămurirea intuitivă a noţiunilor fundamentale, prin ilustrarea bogată cu exemple concrete din aplicaţiile practice atît de variate, colecţia aceasta de cursuri reuşeşte să îndeplinească scopul ei, care este evident: lărgirea, precizarea şi sistematizarea cunoştinţelor inginerilor şi maiştrilor din producţie în domeniul automatizărilor. Tocmai lipsa unor deduceri şi consideraţii teoretice mai lungi şi înlocuirea lor cu explicaţii fizice, analogii, exemple intuitive pe cazuri sau modele bine cunoscute, constituie un merit a organizatorilor acestei serii de cursuri.

Bogăţia diferitelor aspecte şi faptul că expunerile s-au făcut de peste 30 de specialişti diferiţi impietează întrucîtva asupra unităţii cărţii, fără a micşora meritele ei.

Lecţiile sînt ilustrate cu variate figuri intuitive şi bine executate: diagrame, scheme şi fotografii.

Cartea fiind uşor accesibilă datorită preţului redus, este foarte căutată, ceea ce reiese din faptul că se află la a doua ediţie nemodificată.

O acţiune similară întreprinsă de A.S.I.T. ne pare foarte indicată. O serie de cursuri practice, la nivelul tinerilor ingineri şi a maiştrilor cu experienţă, profesate de buni cunoscători mai ales a aplicaţiilor, cu incursiuni teoretice ţinute la un nivel accesibil şi ilustrate cu analogii intuitive, iată ce ar trebui să organizeze ASIT-ul cu concursul Comisiei de automatizări a Academiei R.P.R. Insistînd ca lecţiile să existe în formă definitivă de manuscrise, înainte de a fi ţinute în faţa auditorilor, s-ar putea asigura o editare la tipar în bune condiţi. şi în timp util. Necesitatea şi oportunitatea unei astfel de acţiuni sînt incontestabile. *A.A.*

CZ 621—53

Reglarea automată. Izdatelistvo Innostrannoi Literaturî, Moscova, 1954, 556. p.

Lucrarea conţine o serie de referate privind problemele generale ale teoriei reglării automate, precum şi unele aplicaţii, care au fost prezentate la Conferinţa de la Granfield dedicată acestui domeniu. Lucrarea este împărţită în cinci părţi. În prima parte se tratează unele chestiuni privind teoria generală a sistemelor automate. Astfel se expun unele probleme generale privind stabilitatea absolută şi relativă a sistemelor lin are, cercetarea sistemelor lin are prin metoda frecvenţei generalizate, evaluarea medie patratice a erorii din caracteristicile logaritmice, unele aspecte ale folosirii metodelor statistice în studiul sistemelor automate, probleme de optimizări a sistemelor automate conţinînd amplificatoare electromecanice, precum şi utilizarea metodei cuvei electrolitice în proiectarea sistemelor automate. În cea de a doua parte se expun o serie de referate dedicate reglării proceselor industriale. Se tratează astfel unele probleme teoretice generale precum şi caracteristicile regulatoarelor pneumatice, influenţa întîrzierilor în elementele de măsură şi în lanţul de tra smisie al acestora asupra performanţelor sistemelor, cîteva probleme moderne privind utilizarea regulatoarelor industriale precum şi un referat privind analiza funcţiilor de transfer în anumite procese termice. Partea următoare a lucrării este consacrată problemelor nelin are. Se prezintă astfel un referat destinat metodelor de analiză a sistemelor automate neliniare, un altul privind unele noţiuni şi teoreme noi cu privire la reţelele nelin are, apoi un referat cu privire la criteriile de stabilitate ale anumitor sisteme neliniare, după care se tratează unele probleme privind sistemele cu relee, cele cu frecare uscată, influenţa jocurilor şi a deformaţiilor elastice asupra performanţelor unui sistem automat precum şi un referat care expune problemele generale ale linearizării proceselor care au loc în sistemele automate nelin are. Partea a patra conţine cîteva referate dedicate problemelor privind sistemele cu comandă discontinuă. Se tratează astfel caracteristicile sistemelor automate cu comandă în impulsuri, apoi utilizarea ecuaţiilor cu diferenţe finite în studiul sistemelor cu comandă discontinuă şi studiul cîtorva cazuri generale de aplicaţii, ca şi problema fenomenelor oscilatorii în sistemele automate cu relee. Ultima parte a lucrării este consacrată unor chestiuni speciale. Se tratează mai întîi anumite regulatoare electrohidraulice privind turbinele de apă şi se prezintă, de asemenea, cîteva referate dedicate problemelor de simulare ale sistemelor automate şi utilizarea simulării acestora în scopul studiului performanţelor respective şi al proiectării. În ansamblu lucrarea prezintă o valoare deosebită, conţinînd atît o serie de referate de sinteză cu privire la anumite probleme generale, cît şi altele care constituie contribuţii originale. În acest fel, pe de o parte se obţin anumite date privind o serie de probleme tratate în publicaţii de uz intern, care nu pot fi consultate la noi, iar pe de altă parte se capătă o privire de ansamblu asupra unor probleme teoretice moderne. Toate acestea determină utilitatea lucrării pentru domeniul general al automaticii. *Gh.R.I.*

CZ 621—53: 061.3(5)

ACADEMIA DE ŞTIINŢE a U.R.S.S., Institutul de automatică şi telemecanică. **Lucrările celei de-a doua consfătuiri unionale asupra teoriei reglării automate.** Problema calităţii şi a preciziei dinamice în teoria reglării automate Moscova Leningrad, 1955, 536 p.

În lucrare se expun o serie de comunicări ale oamenilor de ştiinţă sovietici cu privire la problema calităţii sistemelor

automate. Se prezintă în acest fel un material deosebit de valoros, care constituie o contribuţie importantă în dezvoltarea sistemelor automate, încadrîndu-se în domeniul de cercetare modernă a acestora. Lucrarea este împărţită în mai multe părţi, în conformitate cu diferitele probleme fundamentale ale teoriei calităţii sistemelor. În prima parte se prezintă un referat de ansamblu asupra problemelor fundamentale actuale din domeniul calităţii sistemelor automate, aparţinînd lui V. V. SOLODOVNIKOV. În cea de-a doua parte se tratează metodele de determinare a răspunsului tranzitoriu în sistemele automate. Se expun astfel metodele de determinare a răspunsului tranzitoriu din cel la frecvenţă şi reciproc, metoda matricială de determinarea a răspunsului tranzitoriu pentru sistemele liniare, precum şi unele metode de determinare a răspunsului tranzitoriu în sistemele nelin are. În partea a treia se tratează metodele de analiză a calităţii sistemelor şi de alegere a parametrilor acestora în conformitate cu anumite specificaţii. Se tratează astfel unele probleme ale sintezei sistemelor prin metoda funcţiilor de transfer, metodele de determinare a parametrilor sistemului în conformitate cu specificaţiile, problema realizabilităţii fizice a sistemelor specificate, precum şi problema sintezei optime a sistemelor liniare în conformitate cu anumite criterii stabilite. Partea a patra este consacrată metodelor de sinteză a dispozitivelor corectoare. Se expun astfel o serie de metode grafice şi analitice moderne privind sinteza acestor dispozitive. În partea a cincea se expun unele probleme fundamentale privind determinarea sistemelor automate optime. Se studiază astfel determinarea sistemelor cu timp de răspuns minim faţă de aplicarea unor perturbaţii mărginite, precum şi sistemele care realizează un anumit proces de comandă optim, deducîndu-se caracteristicile acestei comenzi şi determinîndu-se pe această bază sistemul optim corespunzător. Se discută apoi unele metode de sinteză a acestuia. În partea a şasea se tratează cîteva probleme privind analiza sistemelor cu reglaj discontinuu, precum şi aplicarea teoremei convoluţiei în ceea ce priveşte analiza sistemelor cu parametri variabili. În partea a şaptea se tratează în detaliu problemele privind sinteza sistemelor automate supuse la perturbaţii funcţii întîmplătoare. Se expun astfel bazele teoretice generale privind funcţiile întîmplătoare şi aplicaţiile acesteia în teoria sistemelor automate, după care se definesc criterii de sinteză optimă a sistemelor, bazate pe minimul mediei patratice a erorii sistemelor. Pe această bază se tratează cîteva probleme privind sinteza sistemelor optime, precum şi problema sintezei sistemelor care sînt supuse şi unor perturbaţii de zgomot la intrare. În ultima parte a lucrării se prezintă cîteva referate consacrate aplicării metodelor moderne de analiză şi sinteză în diferite probleme concrete întîlnite în industria chimică şi în unele maşini speciale, precum şi metodele de cercetare a calităţii sistemelor pe baza unor date obţinute experimental. Întregul material prezentat este deosebit de important pentru teoria sistemelor de comandă automată. Valoarea lucrării este determinată nu numai de faptul că cea mai mare parte din material reprezintă contribuţii originale aduse teoriei, restul constituind studii de sinteză ci şi de faptul că acest material este tratat riguros, expus în mod clar şi la un nivel corespunzător. *Gh.R.I.*

CZ 681.142

BERKELEY E. C. şi WAINWRIGHT L.: **Maşinile de calculat—funcţionare şi aplicaţii,** Chapman and Hall, Londra, 1956, 366. p.

Maşinile de calcul electronice au căpătat în ultima vreme o deosebită importanţă nu numai în electronică, dar şi în alte foarte multe domenii ale ştiinţei şi tehnicii. În acest subiect s-au scris extrem de multe articole şi un număr destul de mare de cărţi. Cu toate acestea, cartea de maşini de calcul a lui BERKELEY şi WAINWRIGHT prezintă un interes remarcabil, întrucît prezintă nu atît date tehnice asupra construcţiei acestor maşini ci o privire generală asupra principiilor şi posibilităţilor diferitelor tipuri de maşini de calcul existente. Lucrarea conţine şapte capitole şi un apendice.

Primul capitol, care are un caracter introductiv, conţine o discuţie generală asupra tipurilor de maşini de calcul şi asupra posibilităţilor lor.

În capitolul II se tratează maşinile de calcul digitale. Astfel se prezintă mai întîi cîteva noţiuni cu privire la sistemele de codare folosite în astfel de maşini, după care se descriu cîteva dispozitive de memorizare existente. În continuare capitolul tratează tipurile de operaţii care pot fi efectuate cu maşinile digitale, precum şi problema programării acestor maşini. Se tratează apoi dispozitivele de intrare şi ieşire ale maşinii şi se discută avantajele şi dezavantajele acestora. În încheiere capiotlul conţine cîteva criterii generale de alegere a unei maşini de calcul digitale în vederea anumitor aplicaţii.

Capitolul III al lucrării conţine maşinile de calcul analogic. După ce se expun principiile acestor maşini şi se descriu elementele componente, se descrie un tip simplu de calculator analogic.

Comparaţia între calculatorii digitali în analogici din punctul de vedere al posibilităţilor de utilizare şi al construcţiei respective, este urmată de o serie de exemple de elemente de calcul ale maşinilor analogice, ca şi de exemple de maşini analogice complete, adecuate diferitelor probleme.

În continuare, capitolul conţine modul de formulare al unei probleme ce urmează să fie rezolvată printr-o maşină analogică şi deducerea de aci a schemei bloc a acesteia. Se analizează apoi sursele de erori care intervin în calculatorii analogici, precizia acestora, precum şi posibilităţile viitoare. În capitolul IV se tratează maşinile automate de calcul în mod unitar, ca maşini capabile de o tratare logică a unei cantităţi de informaţii. Se discută elementele componente ale unor astfel de maşini.

Următoarele două capitole sînt consacrate descrierii unor maşini digitale de diverse tipuri şi anume, se expun elementele funcţionale, tipurile de operaţii care pot fi efectuate, date constructive şi performanţe.

În ultimul capitol al lucrării se expun o serie de aplicaţii ale maşinilor automate de calcul în diverse domenii de activitate. Apendicele lucrării, în afară de o bogată bibliografie, mai conţine un glosar foarte valoros şi instructiv cu privire la explicarea diverşilor termeni şi expresii folosite în cursul lucrării.

Datorită prezentării unitare a maşinilor de calcul digitale şi analogice, împreună cu aplicaţiile acestora, cartea are un caracter de originalitate remarcabil. În plus claritatea expunerii şi bogatul material prezentat, determină interesul şi utilitatea pe care le oferă lucrarea. *Gh.R.I.*

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.391:5

TĂNĂSESCU, T.:

Вклад кибернетики в науку.

Automatica şi electronica, I (1957) № 3, стр. 93 — 95.

После краткого исторического обзора кибернетики рассматриваются важнейшие три раздела этой науки: теория систем автоматического управления, теория информации и теория электронных вычислительных машин.

ДК 621—526:621.375.3

DAMSKER, D.:

Некоторые вопросы конструкции магнитных сервоусилителей с противотактом на обеих полувалнах.

Automatica şi electronica, I (1957) № 3, стр. 96 — 103.

Рассматриваются современные схемы конструкций магнитных сервоусилителей с противотактом на обеих полуволнах. Даны экспериментальные результаты, полученные на нескольких магнитных усилителях, сконструированных в нашей стране.

ДК 621.365.5

VAZACA, CHR.:

О выборе частоты и удельной мощности при индукционном нагреве с продольным или поперечным потоком.

Automatica şi electronica, I (1957) № 3, стр. 103 — 112.

Излагаются принципы выбора частоты и удельной мощности, имея в виду хороший к. п. д. передачи от индуктора к детали нагреваемой индукционным способом. Показано, что возможности поглощения электромагнитной энергии зависят от группы параметров, входящих в состав характерной величины процесса, т. е. в состав коэффициента проникновения. Указываются критические и оптимальные положения в зависимости от этого коэффициента и от к. п. д. передачи, Рекомендации различны для продольного и поперечного потоков.

ДК 621.373.4.011

DRĂGĂNESCU, M.:

Обобщение формулы Баркгаузена для электронных генераторов.

Automatica şi electronica, I (1957) № 3, стр. 112 — 115.

В статье рассматривается формула Баркгаузена, из которой выводятся: условие возникновения колебаний, динамическая устойчивость, амплитуда колебаний и частота колебаний. Это возможно, имея в виду нелинейности колебательной системы и применяя символическое исчисление (нелинейные звенья линеаризуются). В числе примеров исследуется классическая генераторная схема, принимая во внимание сеточные токи и получаются оригинальные результаты.

ДК 621.314.222:543.812:621.317.39

HERŞCOVICI, H.:

Новый прибор для оценки влажности трансформаторов по методу емкость-частота.

Automatica şi electronica, I (1957) № 3, стр. 116 — 119.

Описаны улучшенная схема, ее практическое выполнение и результаты полученные прибором, созданным «Институтом Электротехнических Исследований». Получено уменьшение габаритов и веса.

ДК 621.384.613

HALTRICH, S. и LEIBOVICI, I.:

Бетатрон.

Automatica şi electronica, I (1957) № 3, стр. 119 — 129.

В статье указывается роль бетатрона для исследования и для практических применений. Излагается принцип действия. Рассматривается устойчивость движения электронов, процесс ускорения и принятое конструктивное решение. В заключение приведены применения и перспективы бетатрона.

ЛАБОРАТОРНЫЕ ЗАМЕТКИ, стр. 130 — 131.
КОММЕНТАРИИ, стр. 132 —133 .
РЕФЕРАТЫ, стр. 134 — 137.
РЕЦЕНЗИИ стр. 138 — 140.

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.391:5

TĂNĂSESCU, T.;

Über den Beitrag der Kybernetik in der Wissenschaft

Automatica şi electronica, I(1957)H. 3, S. 93—95.

Es wird ein kurzer Rückblick über die Entwicklung der Kybernetik gegeben und darauf hin werden die drei Hauptgebiete der Kybernetik behandelt: die Theorie der selbstgesteuertem Systeme, die Nachrichtentheorie und die Theorie der elektronischen Rechenmaschinen.

DK 621—526:621.375.3

DAMSKER, D.:

Fragen in Verbindung mit dem Bau von magnetischen Servoverstärkern in Gegentakt mit beiden Halbzeiten

Automatica şi electronica, I(1957)H. 3, S. 96—103.

Es wird ein überblick über die neuzeitlichsten Schaltungen im Bau von magnetischen Servoverstärkern in Gegentakt mit beiden Halbzeiten gegeben. Es werden die Ergebnisse der Versuche mitgeteilt, die mit einigen im Inland gebauten magnetischen Verstärkern gemacht wurden.

DK 631.365.5

VAZACA, CHR.:

Betrachtungen über die Wahl der Frequenz und der spezifischen Leistung bei Induktions-Erwärmung mit Längs-oder Querfluss

Automatica şi electronica, I(1957)H, 3, S. 103—112.

Es werden eine Reihe von Betrachtungen entwickelt, betreffend die Wahl der Frequenz und der spezifischen Leistung, die auf der Idee fussen, einen hohen Wirkungsgrad für die Leistungsübertragung vom Erregungskreis oder Induktor zu dem durch Induktion erwärmten Werkstück zu erzielen.

Es wird gezeigt, das die Aufnahmemöglichkeit von electromagnetischer Energie durch das Werkstück eine Funktion von einer Gruppe von Parametern ist, von denen die charakteristische Grösse des elecktromagnetische Prozesses abhängt: die Eindringkonstantetiefe.

In Abhängigkeit von dieser Konstante und von der Änderung der Übertragungs-Wirkungsgrades werden kritische und optimale Fälle festgelegt.

Die Empfehlungen sind für den Fall des Längsflusses verschieden von denen für den Fall des Querflusses.

DK 621.373.4.011

DRĂGĂNESCU, M.:

Verallgemeinerung von Barkhausens Formel für Röhrenoszillatoren

Automatica şi electronica, I(1957)H. 3,S. 112—115.

Im Artikel wird die Barkhausen-Formel verallgemeinert und aus ihr folgendes abgeleitet: die Bedingung der Schwingungserregung; die Amplitude der Schwingungen; die dynamische Schwingungsstabilität; die Schwingungsfrequenz. Diese Ableitung ist möglich, in idem man die Nichtlinearitäten des Schwingungssystems berücksichtigt und mit der symbolischen Rechnungsmethode arbeitet (die nichtlinearen Elemente werden durch linearisierte Elemente ersetzt). Als Anwendungsbeispil wird eine klassische Oszillatorenschaltung untersucht, jedoch unter Berücksichtigung der Gitterströme. Es werden originelle Resultate erzielt.

DK 621.314.222:543.812:621.317.39

HERŞCOVICI, H.:

Ein neues Gerät zur Abschätzung der Anfeuchtung von Transformatoren auf Grund des „Kapazität-Frequenz" Verfahrens

Automatica şi electronica, I(1957)H. 3, S. 116—119.

Es werden die Verbesserungen beschrieben, die der Schaltung gebracht wurden, wie auch die praktische Ausführung und die Eigenschaften des Gerätes, das im Rahmen des Elektrotechnischen Forschungsinstitutes ausgearbeitet wurde. Es wurde eine Verkleinerung der maximalen Masse und des Gewichtes erzielt.

DK 621.384.613

HALTRICH, S. und LEIBOVICI, I.:

Der Elektronenschleuder

Automatica şi electronica, I(1957)H. 3, S. 119—129.

Der Artikel legt übersichtlich die Wichtigkeit der Eletronenschleuder (Betatron) für die Forschung und für die praktische Anwendungen dar. Es wird das Arbeitsprinzip beschrieben und daraufhin die Stabilität der Elektronenbewegung, der Beschleunigungsvorgang und die beim Bau gegebene Lösung behandelt. Der Artikel schliesst mit den Anwendungen und den Entwicklungsaussichten der Elektronenschleuder.

LABORNOTEN, S. 130—131.
BESPRECHUNGEN, S. 132—133.
REFERATE, S. 134—137,
BUCHBESPRECHUNGEN, S. 138—140.

SOMMAIRE

CD 621.391:5

TĂNĂSESCU, T.:

Sur l'apport de la cybernétique dans la science

Automatica şi electronica, I(1957) no. 3, p. 93—95.

Après un bref aperçu sur le developpement de la cybernétique on traite les trois domaines principaux de la cybernétique: la théorie des systemès à commande automatique, la thèorie de l'information et la thèorie des machines de calcul électroniques.

CD 621—526:621.375.3

DAMSKER, D.:

Problèmes concernant la construction des servoamplificateurs magnétiques en contretemps à double alternance

Automatica şi electronica, I(1957) no. 3, p. 96—103.

On fait une synthèse des schémas les plus récents employés dans la construction des servoamplificateurs magnétiques a contretemps à double alternance. On communique les résultats des experiences faites sur des amplificateurs magnétiques construits dans le pays.

CD 621.365.5

VAZACA, CHR.:

Considérations sur le choix de la fréquence et de la puissance spécifique au chauffage par induction à flux magnétique longiiudinal ou transversal.

Automatica şi electronica, I(1957), no. 3, p. 103—112.

On dévéloppe une série de considérations sur le choix de la fréquence et de la puissance spécifique, fondées sur l'idée de la realisation d'un bon rendement de transfert du circuit d'excitation ou inducteur à la pièce chauffée par induction.

On montre que les possibilités d'absorbtion de l'énergie électromagnetique sont dépendentes d'un groupe de paramètres qui déterminent une caractéristique du procès electromagnétique: la constante de pénétration.

En fonction de cette constante et de la variation du rendement de transfert, on établit les situations critiques et optimes.

Les recomandations sont différentes pour le cas du flux longitudinal et celui du flux transversal.

CD 621.373.4.011

DRĂGĂNESCU, M.:

Généralisation de la formule de Barkhausen pour les oscillateurs électroniques

Automatica şi electronica, I(1957) no. 3, p. 112—115.

Dans cet article on généralise la formule de Barkhausen en déduisans; la condition d'amorçage des oscillations; l'amplitude des oscilllations: la stabilité dynamique d'oscillation; la fréquence d'oscillation. Celà est possible tenant compte des nonlinéarités du système oscillant et opérant à l'aide du calcul symbolique (les éléments nonlinéaires sont remplacés par des éléments linéarisés). Comme application on étudie un montage oscillateur classique, tenant cependant compte des courants de grille. On obtient des résultats originaux.

CD 621.314.222:543.812:621.317.39

HERŞCOVICI, H.:

Un nouvel appareil pour l'appréciation de l'humidité des transformateurs par la méthode ,,capacité-fréquence"

Automatica şi electronica, I(1957) no. 3, p. 116—119.

On décrit les améliorations apportées au schemas, les réalisations pratiques et les performances de l'appareil qui a été élaboré dans le cadre de l'Institut de recherches electrotechniques. On a réalisé une réduction des dimensions et du poids.

CD 621.384.613

HALTRICH, S. et LEIBOVICI, I.:

Le Bétatron

Automatica şi electronica, I(1957) no. 3, p. 119—129

L'ouvrage présente d'une façon synthétique l'importance du bétatron pour les recherches et les applications pratiques. On décrit le principe de fonctionnement, après quoi on étudie la stabilité du mouvement des electrons, le procès d'accéleration et la solution constructive, en achevant avec les applications et les perspectives du bétatron.

NOTES DE LABORATOIRES, p. 130—131.
COMMENTAIRES, p. 132—133.
COMPTES-RENDUS, p. 134—137.
BIBLIOGRAPHIE, p. 138—140.

CONTENTS

DC 621.391:5

TĂNĂSESCU, T.:

On the contribution of cybernetics in science

Automatica şi electronica, I(1957) no. 3, p. 93—95.

A short historical review of cybernetics is presented, then the three principal domains of cybernetics are outlined: the theory of automatic control systems, the theory of informations and the theory of the electronic computing machines.

DC 621—526:621.375.3

DAMSKER, D.:

Problems on the design of push-pull full-wave magnetic servoamplifiers

Automatica şi electronica, I(1957) no. 3, p. 96—103.

A survey is made of the more recent circuits of push-pull full-wave magnetic amplifiers. Experimental results are given on some magnetic amplifiers of local manufacture.

DC 621.365.5

VAZACA, CHR.:

On the choice of frequency and specific power for longitudinal or transverse flux induction heating applications

Automatica şi electronica, I(1957) no. 3, p. 103—112.

A series of considerations are presented on the choice of frequency and specific power, based on the assumption of a good coupling efficiency between the exciting circuit or inductor and the piece heated by induction. It is shown that the absorbtion of the electromagnetic energy is a function of a group of parameters which defines the characteristic quantity of the electromagnetic process: the penetration constant. Critical and optimal cases are established as a function of this constant and the variation of the coupling efficiency. The choice is different for longitudinal flux or transverse flux heating.

DC 621.373.4.011

DRĂGĂNESCU, M.:

The generalization of the Barkhausen formula for electronic oscillators

Automatica şi electronica, I(1957) no. 3, p. 112—115.

The Barkhausen formula is generalized with a view to obtaining: the condition for the setting-up of the oscillations, the amplitude of the oscillations, the dynamic stability of the oscillations, the oscillation frequency. This is possible by taking into account the nonlinearites of the oscillating system and using the operational calcul (linearized elements are substiiuted for nonlinear ones). By way of application a classical oscillator circuit is studied, with grid currents considered. Original results are obtained.

DC 621.314.222:543.812:621.317.39

HERŞCOVICI, H.:

A new apparatus for checking the mosture of transformers by the ,,capacitance-frequency" method

Automatica şi electronica, I(1957) no. 3, p. 116—119.

A description is given on the improvements of the circuit, the construction and the performance of an apparatás designed in the Institute of Electrotechnical Researches. A lessening of the volume and weight was obtained.

DC 621.384.613

HALTRICH, S. and LEIBOVICI, I.:

The Betatron

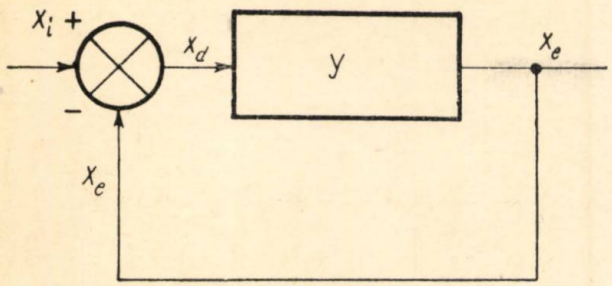
Automatica şi electronica, I(1957) no. 3. p. 119—129.

The importance of the betatron for research and practical applications is presented. After describing the principle of operation an analysis is made of the stability of the electronmotion and of the acceleration process. Constructional details are given. Then, the applications and the future development of the betatron are outlined.

LABORATORY NOTES, p. 130—131.
COMMENTARIES, p. 132—133.
ABSTRACTS, p. 134—137.
BOOKS, 138—140.

Országos Műszaki

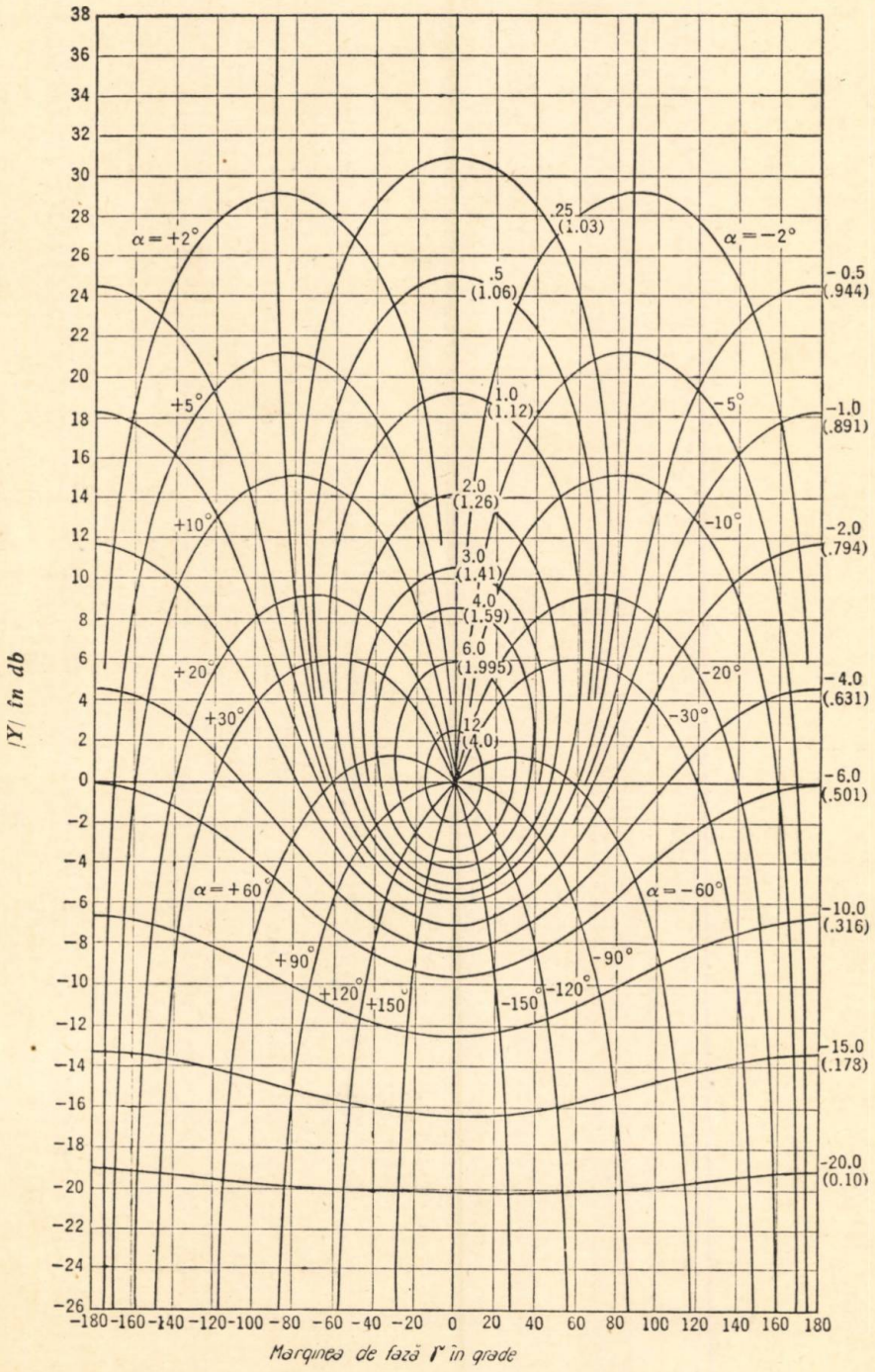
Locuri geometrice $M = \text{const.}$ și $\alpha = \text{const.}$ pentru valori $\pm 180°$ ale marginii de fază, în funcție de $|Y|$ în decibeli. Valorile M date în decibeli sau ca numere ( ).

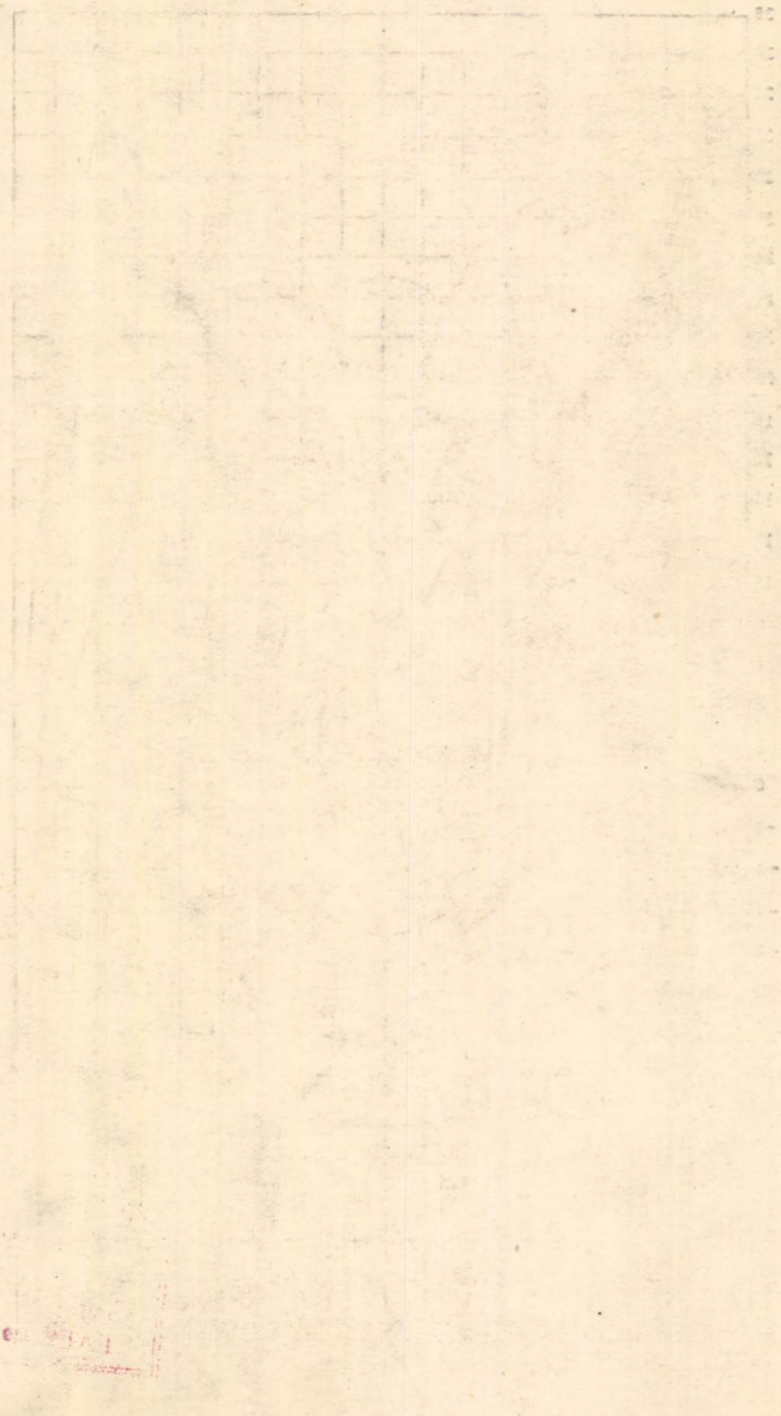


$$X_d = X_i - X_e \qquad Y(s) = \frac{X_e(s)}{X_d(s)}$$

$$Me^{j\alpha} = \frac{X_e}{X_i} \qquad \frac{X_e}{X_d} = |Y| e^{j(\pi + \gamma)}$$

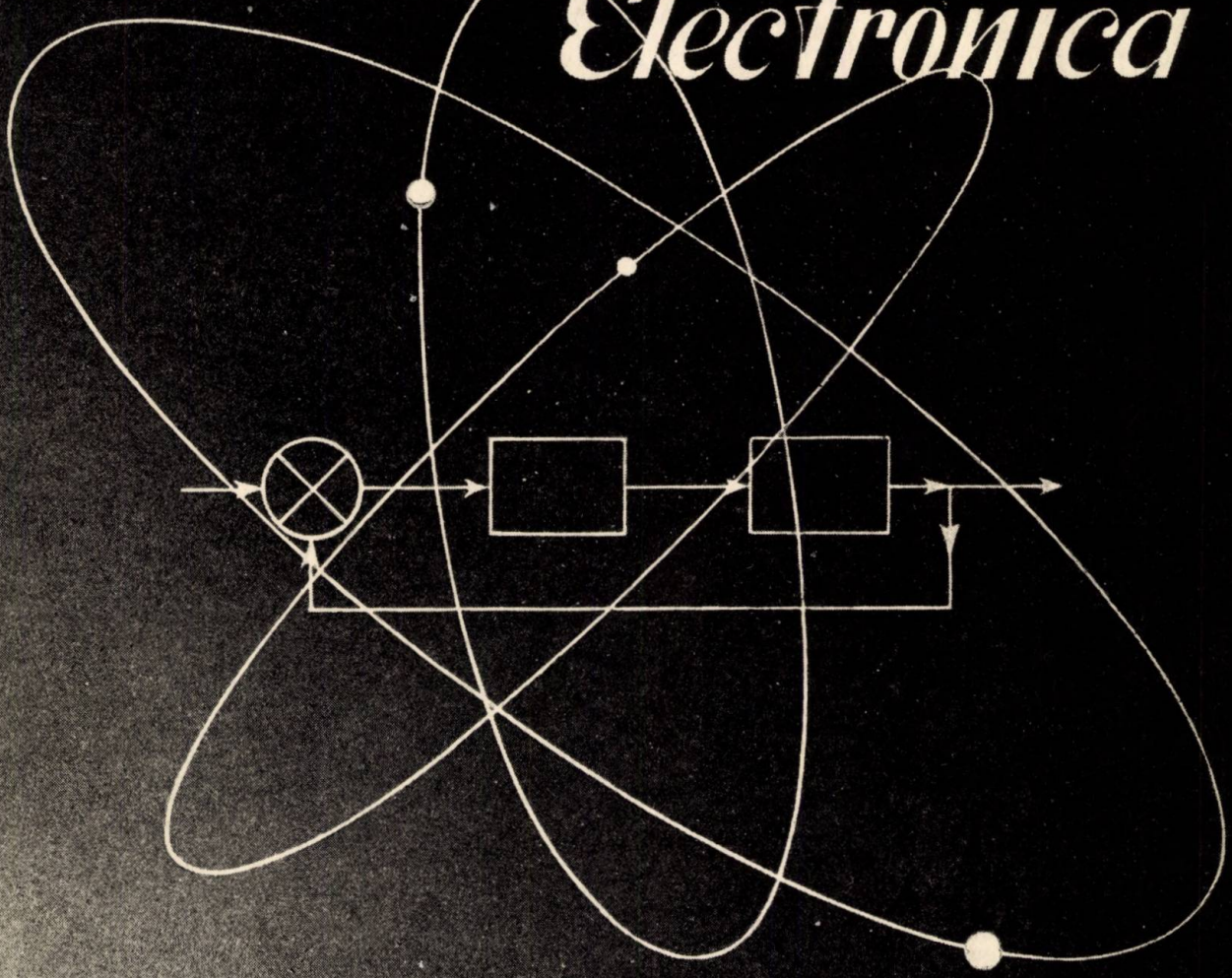
$$M = \frac{1}{\sqrt{1 - \dfrac{2\cos\gamma}{|Y|} + \dfrac{1}{|Y|^2}}} \qquad \alpha = \operatorname{arctg} \frac{-\sin\gamma}{|Y| - \cos\gamma}$$





Prețul Lei 5

Automatica și Electronica



Institut de Documentare Tehnică
BUCUREȘTI
ОБМЕН - CSERE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - CAMBIA

4

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. VAZACA (redactor responsabil), conf. FL. CIORĂSCU, ing. I. PAPADACHE, prof. ing. C. PENESCU, ing. M. POPA, conf. ing R. STERE, prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R., conf. ing. L. UZUN.

EXTRAS DIN RECOMANDĂRILE PRIVIND ÎNTOCMIREA ARTICOLELOR TEHNICO-ȘTIINȚIFICE

1. Lucrări ce pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanță generală; tehnico-științifice speciale; teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.

2. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție, este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție trebuie să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să posede propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrări care au mai fost publicate integral sau parțial, nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat fixînd premizele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată nedepășind 6—8 rînduri se va anexa lucrării.

6. Textul. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se expres contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd inteligibilitatea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase, de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată, sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiilor posibile.

8. Anexele pot cuprinde demonstrații originale sau absolut necesare înțelegerii formulelor din text; de asemenea în anexe se pot da exemple de calcul.

9. Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

10. Nivelul articolelor va fi înalt.

11. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului. Pentru demonstrații se vor alcătui anexe.

12. Scrierea formulelor. Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grije literele majuscule, minuscule sau cele rusești, romane, grecești, germane etc.

13. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cît și figuri sau tabele) speciale cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcripții originale. Pentru cărți: numele complet, pronumele prescurtat; titlul complet (eventual și tradus în paranteză), ediția, editorul, locul editării, anul. Pentru articole: numele complet, pronumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus în paranteze), revista, tomul, anul, numărul, paginile.

14. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic. Se scrie pe o singură față, la două rînduri (2 000 semne pe pagină). Se recomandă un volum de 10—12 pagini dactilografiate.

15. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

16. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica; titluri academice, funcțiuni, localitatea și adresa domiciliului, număr de telefon.

17. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora de publicare.

18. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări esențiale față de manuscris, în care caz ele cad în sarcina autorului.

Revista «Automatica și electronica», organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R Editor: Asociația Științifică a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Redacția: București, str. Ion Ghica nr. 3, telefon 3.57.28-6.78.78 . Administrația și casieria: București, Calea Victoriei Nr. 118: telefon 4.06,24. Redacția își rezervă toate drepturile privind lucrările precum și materialul grafic-ilustrativ apărut în revistă, cît și cele privitoare la traducerea în limbi străine. Se admit extrase sau comentarii numai cu indicarea completă a sursei. Revista apare odată la două luni. Abonamentul anual, pentru întreprinderi lei 96, individual lei 30. - Prețul unui exemplar: lei 5.- Abonamentele se primesc la sediile administrației sau redacției mai sus indicate
Tiparul: Întreprinderea Poligrafică nr. 4 — București.

E 2554

Automatica și Electronica

Vol. I (1957) nr. 4 (iul. — aug.), pag. 141 — 188

SUMAR

CZ 621—53

COSTAKE, N. N. și IANCULESCU, GH. R.:

Unele aspecte ale comportării sistemelor de reglare complexe.

Automatica și electronica, I (1957) nr. 4, p. 141—146.

Se examinează comportarea unor sisteme de reglare complexe (în paralel și interconectate) insistîndu-se mai mult asupra stabilității acestora. Pe baza studiilor acestor sisteme se deduc unele concluzii importante în legătură cu efectele sistemelor componente de același tip sau de tipuri diferite asupra stabilității sistemului complex, precum și în legătură cu alte performanțe ale acestuia.

CZ 621.3.014.31:621.316.721.078

HĂNGĂNUȚ, M.:

Reglarea automată a curentului într-un arc electric.

Automatica și electronica, I (1957) nr. 4, p. 146—153.

Se descrie reglajul automat de curent al unui redresor de 1 MW destinat alimentării unui arc electric utilizat la cracarea metanului. Se descrie pe scurt procedeul și problemele electrice ale cracării metanului în arc electric de curent continuu.

CZ 621.391

NICOLAU, EDM.:

Corelatoare automate.

Automatica și electronica, I (1957) nr. 4, p. 154—158.

Se prezintă trei corelatoare automate realizate experimental în Laboratorul de măsuri în înaltă frecvență al Institutului Politehnic din București. Dispozitivele realizate simulează comportarea ființelor vii în ceea ce privește formarea reflexelor condiționate.

CZ 621.373.422.016.35

BERNSTEIN, D.:

Asupra stabilității frecvenței unui oscilator cu rezistență negativă.

Automatica și electronica, I (1957) nr. 4, p. 159—164.

Se dă o metodă originală de tratare a stabilității frecvenței la un oscilator cu rezistență negativă. Se stabilește o relație care leagă variația de frecvență a oscilatorului de variația unei tensiuni de alimentare și de variația sarcinii. Rezultatele teoretice sînt verificate experimental obținîndu-se o concordanță bună.

CZ 621.039.42.001.24

ȘTEFĂNESCU, AL.:

Calculul fizic al reactoarelor eterogene: uraniu natural — grafit.

Automatica și electronica, I (1957) nr. 4, p. 164—176.

Prima parte este o tratare clasică a calculului unui reactor (eterogen, cu H_2O sau D_2O) iar în partea a doua se face o aplicație practică de calcul pentru cazul reactoarelor eterogene de tip uraniu natural-grafit răcit cu aer. Lucrarea de față face obiectul studiului microscopic al rețelei.

COMENTARII, p. 177—178.
REFERATE, p. 179—184.
CRONICA, p. 185—187.
RECENZII, p. 188.

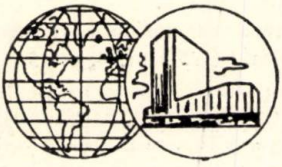
if You

manufacture automation, instrumentation or automatic control components, devices or systems . . . exhibit at the

FOURTH INTERNATIONAL

AUTOMATION

EXPOSITION and CONGRESS



NEW YORK
COLISEUM
JUNE 9
to 13, 1958

For descriptive brochure and list of products successfully exhibited at previous Automation Shows, contact

RICHARD RIMBACH ASSOCIATES, Mgmt.
819 Ridge Ave., Pittsburgh 12, Pa.

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. I (p. 141—188) Nr. 4, iulie—august București, 1957

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

NICOLAE N. COSTAKE și GHEORGHE R. IANCULESCU *

Unele aspecte ale comportării sistemelor de reglare complexe

CZ 621—53

Problema sistemelor de reglare complexe este întîlnită relativ recent în știință și tehnică, sub diverse forme. Se pot cita sistemele de reglare în care mărimea de ieșire este funcție de mai multe mărimi de intrare, sau cele în care există interdependențe între mai multe sisteme de reglare « individuale » (de exemplu reglarea simultană a frecvenței și tensiunii unui generator de curent alternativ antrenat de un motor, sau homeostatul lui ASHBY ROSS [1]; de asemenea această problemă poate prezenta importanță în unele mașini de calcul [2], precum și în alte sisteme complexe [4]).

Scopul prezentului articol este acela de a schița, fără a intra în detalii, unele probleme ridicate de aceste sisteme. Se va acorda în primul rînd atenție problemelor de stabilitate, întrucît s-a comunicat că stabilitatea unui sistem complex este înrăutățită prin complicarea sa [1]. Pentru simplificare, se va porni tratarea de la unele cazuri particulare.

În cele ce urmează, se vor considera două clase de sisteme complexe: sisteme în paralel și sisteme interconectate. În ecuații vor figura transformatele Laplace ale mărimilor fizice.

Sisteme în paralel

Schema bloc a acestui tip de sisteme este prezentată în fig. 1. În acest caz procesul de reglare este caracterizat de faptul că mărimea de ieșire X_e este funcție de mai multe mărimi de comandă X_{ei}, astfel încît eroarea $E = X_i - X_e$ trebuie să genereze comenzile necesare pentru fiecare din mărimile X_{ei}. Funcțiile de transfer Y_i sînt alese în așa fel încît dependența X_e (X_{ei}) să fie optimă la E dat. Presupunînd procesul liniar (ceea ce este totdeauna posibil pentru variații mici), avem

$$X_e = \sum_{j=1}^{n} Y_{0j}\, X_{ej}.$$

Ecuațiile sistemului sînt deci:

$$X_e = \sum_{j=1}^{n} Y_{0j}\, X_{ej},$$

$$E = X_i - X_e,$$

$$X_{ej} = Y_j\, E,$$

care ne conduc la:

$$X_e\left(1 + \sum_{j=1}^{n} Y_{0j}\, Y_j\right) = X_i \sum_{j=1}^{n} Y_{0j}\, Y_j$$

sau

$$X_e = \frac{\sum_{j=1}^{n} Y_{0j}\, Y_j}{1 + \sum_{j=1}^{n} Y_{0j}\, Y_j}\, X_i. \qquad (1)$$

Este interesant de comparat (1) cu ecuația corespunzătoare cazului unui singur sistem de reglare izolat. Într-un astfel de caz se obține:

$$X_e = \frac{Y_{0k}\, Y_k}{1 + Y_{0k}\, Y_k}\, X_i$$

$$Y_{0j} = Y_{0k}\, \delta_{jk} \quad ; \quad Y_j = Y_k\, \delta_{jk} \qquad (1')$$

prin intermediul relațiilor:

$$\delta_{jk} = \begin{cases} 0, & j \neq k \\ 1, & j = k \end{cases}$$

De aici se observă că comportarea sistemului complex depinde într-un mod mai complicat de comportarea sistemelor componente, decît printr-o relație simplă aditivă. În schimb, o astfel de dependență simplă apare atunci cînd se studiază stabilitatea sistemului complex. Ecuația caracteristică a acestui sistem este de forma:

---

*) Ing. N. N. COSTAKE este cercetător la Institutul de Cercetări Electrotehnice.

Asp. ing. GH. R. IANCULESCU este asistent la catedra de tuburi electronice și tehnică nucleară a Institutului Politehnic din București.

$$1 + \sum_{j=1}^{n} Y_{0j}\, Y_j = 0 \qquad (2)$$

pe cînd ecuaţia caracteristică a sistemului simplu, descris prin (1′) este:

$$1 + Y_{0k}\, Y_k = 0\,. \qquad (2')$$

Pentru studiul stabilităţii sistemului (2′), se trasează locul funcţiei de transfer $Y_{0k}\, Y_k$ în planul complex, atunci cînd variabila complexă s parcurge

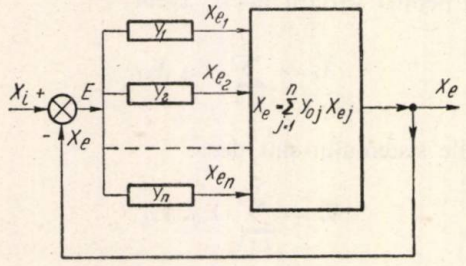


Fig. 1. Schema bloc a unui sistem complex în paralel.

axa imaginară din planul s (locul Nyquist) şi se urmăreşte variaţia corespunzătoare a fazei vectorului care uneşte punctul $-1+0j$ cu un punct curent al locului Nyquist. Pe baza criteriului Nyquist se decide în acest fel dacă sistemul este sau nu stabil. În cazul sistemelor cu o singură buclă de reacţie, de care ne ocupăm, condiţia necesară şi suficientă pentru ca sistemul să fie stabil este ca locul Nyquist să nu înconjure punctul $-1+0j$ (variaţia fazei vectorului specificat să fie nulă).

Pentru a se cerceta stabilitatea unui sistem de reglare automată complex, este necesar să se traseze locul Nyquist corespunzător sumei funcţiilor de transfer în ciclu deschis ale sistemelor componente şi să se urmărească dacă acest loc înconjură sau nu punctul $-1+0j$. Fiind date locurile Nyquist ale sistemelor componente, se poate deduce locul Nyquist al sistemului complex, printr-o sumare vectorială a vectorilor diferitelor puncte de aceeaşi pulsaţie de pe diferitele locuri componente. Spre a clarifica această idee, în fig. 2 se reprezintă trei locuri Nyquist de sisteme stabile, dintre care două corespund la sisteme de tipul 1 şi unul la un sistem de tip 0. Se construiesc locurile Nyquist ale sistemelor complexe, obţinute prin punerea în paralel a sistemelor 1 şi 2, respectiv 1 şi 3.

Din construcţia indicată, se deduce clar că sistemul complex 1+2 este instabil, pe cînd 1+3 este mai stabil decît 1. Se poate demonstra în acelaşi timp că la un sistem complex de tip paralel, tipul sistemului este dat de cel mai înalt tip de sistem component. În adevăr, funcţia de transfer în ciclu deschis a sistemului complex este:

$$Y = \sum_{j=1}^{n} Y_{0j}\, Y_j\,. \qquad (3)$$

Fie:

$$Y_{0j}\, Y_j = \frac{K_j \prod_{k=1}^{N_j} (s + z_{kj})}{s^{\alpha_j} \prod_{k=1}^{D_j} (s + p_{kj})}\,. \qquad (4)$$

în care α_j reprezintă tipul sistemului component de ordin j. Efectuînd operaţiile de aducere la acelaşi numitor în ecuaţia (3), se obţine o expresie de forma:

$$Y = \frac{K \prod_{k=1}^{N} (s + z_k)}{s^{\alpha} \prod_{k=1}^{D} (s + p_k)}\,, \qquad (5)$$

în care $\alpha = \max(\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_n)$, ceea ce justifică riguros afirmaţia făcută. Pe această bază rezultă că la compunerea paralel a sistemelor 1 şi 3, nu se va produce nici o înrăutăţire în ceea ce priveşte comportarea în regim staţionar a sistemului complex faţă de comportarea sistemului 1, care are comportarea cea mai bună dintre cele două sisteme componente, sau, cu alte cuvinte, performanţa de regim staţionar a

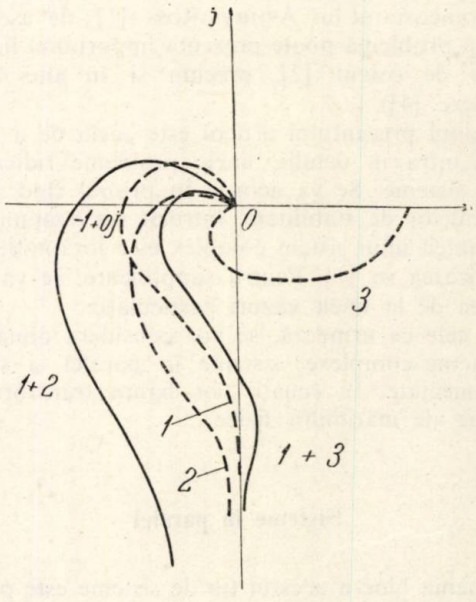


Fig. 2. Efectul punerii în paralel a mai multor sisteme simple, asupra formei locului Nyquist.

unui sistem complex tip paralel este determinată de performanţa de regim staţionar a unui singur sistem component, restul sistemelor componente putînd avea performanţe de regim staţionar inferioare primului.

În concluzie, în cazul considerat în fig. 2, la compunerea paralel a sistemelor 1 şi 3 se obţine o stabilitate mai bună decît a sistemului 1 singur, păstrîndu-se însă avantajele comportării în regim staţionar ale sistemului 1.

Sisteme interconectate

Se va considera că sistemele se influenţează reciproc, fie prin faptul că mărimea de ieşire a unui sistem depinde şi de mărimile de ieşire ale celorlalte sisteme, fie că la intrarea unui sistem apar şi alte mărimi funcţii de mărimile de ieşire ale celorlalte sisteme. Primele tipuri de sisteme se vor denumi de clasă A, celelalte de clasă B.

În afară de aceste două cazuri, mai sînt posibile încă două cazuri simple, şi anume un caz în care intrarea unui sistem este influenţată şi de celelalte mărimi de intrare (clasă C), precum şi cazul în care mărimea de ieşire a unui sistem este influenţată şi de mărimile de intrare ale celorlalte sisteme (clasă D). Nu se va insista asupra acestor cazuri, studiul lor fiind analog cu al primelor două. În plus, se pot obţine sisteme interconectate mai complicate, prin combinarea sistemelor de diferite clase între ele (de exemplu clasa AB, ABC, BCD, ABCD etc.).

Pentru a rămîne în cadrul ecuaţiilor liniare se consideră influenţele suplimentare de tip aditiv.

Un sistem component dintr-un sistem complex interconectat de clasă AB este indicat în fig. 3.

Sistemele de clasă A. În acest caz schema bloc a unui sistem component se obţine din schema fig. 3, în care considerăm $b_{jk} = 0$, iar ecuaţiile sistemului izolat de ordin j devin:

$$X_{e0j} = Y_{jj}\ (X_{ij} - \beta_{jj}\ X_{ej})$$

$$X_{ej} = X_{e0j} + \sum_{k=1}^{n}{}'^{j}\ a_{jk}\ \ X_{ek}$$

în care $a_{jj} = 0$.

În acest caz, mărimea de ieşire, desigur, nu mai repetă neapărat pe cea de intrare, deoarece se obţine:

$$X_{ej} - \sum_{k=1}^{n}{}'^{j}\ \frac{a_{jk}}{1+\beta_{jj}\ Y_{jj}}\ X_{ek} = \frac{Y_{jj}}{1+\beta_{jj}\ Y_{jj}}\ X_{ij}$$

$$(j = 1, 2, \ldots n) \qquad (6)$$

Acest sistem liniar de n ecuaţii permite obţinerea mărimilor X_{ej} în funcţie de mărimile X_{ij} şi de parametrii sistemului complex. De aici rezultă sub formă matricială, soluţiile sistemului:

$$[X_e] = \frac{1}{\begin{vmatrix} \frac{1+\beta_{11}Y_{11}}{Y_{11}} & -\frac{a_{12}}{Y_{11}} & -\frac{a_{13}}{Y_{22}} & \cdots \\ -\frac{a_{21}}{Y_{22}} & \frac{1+\beta_{22}Y_{22}}{Y_{22}} & -\frac{a_{23}}{Y_{22}} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \end{vmatrix}} \begin{bmatrix} \frac{1+\beta_{11}Y_{11}}{Y_{11}} & -\frac{a_{12}}{Y_{11}} & \cdots \\ -\frac{a_{21}}{Y_{22}} & \frac{1+\beta_{22}Y_{22}}{Y_{22}} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \end{bmatrix}_t [X] \qquad (7)$$

ceea ce se poate nota: $[X_e] = \dfrac{1}{|aY\beta|}\ [aY\beta]_t\ |X_i|$.

Ecuaţia caracteristică a sistemului complex este dată de anularea determinantului sistemului:

$$|aY\beta| = 0. \qquad (8)$$

Pe această bază se poate determina stabilitatea, fie cu ajutorul criteriilor Routh-Hurwitz [3], fie cu ajutorul trasării unor locuri Nyquist; în acest caz însă, pentru sistemul complex nu se va mai putea

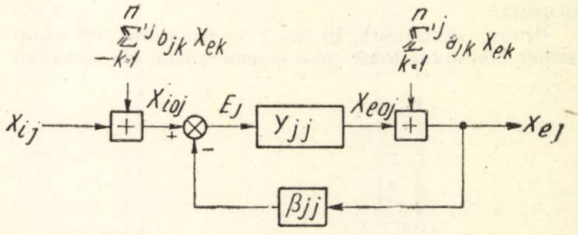


Fig. 3. Un sistem component dintr-un sistem complex interconectat de clasă AB.

defini o funcţie de transfer în ciclu deschis, familiară în studiul stabilităţii sistemelor de reglare automată izolate, cu ajutorul criteriului Nyquist.

Pentru a concretiza noţiunile, se va examina mai în detaliu cazul particular a două sisteme interconectate de clasă A, a căror schemă bloc se reprezintă în fig. 4.

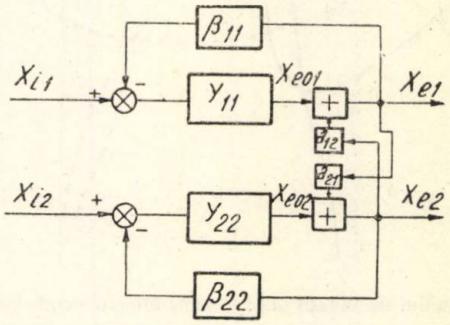


Fig. 4. Schema bloc a două sisteme interconectate de clasă A.

În acest caz, ecuaţiile sistemului sînt:

$$\begin{cases} X_{e_1} - \dfrac{a_{12}}{1+\beta_{11}Y_{11}}\ X_{e_2} = \dfrac{Y_{11}}{1+\beta_{11}Y_{11}}\ X_{i_1} \\ X_{e_2} - \dfrac{a_{21}}{1+\beta_{22}Y_{22}}\ X_{e_1} = \dfrac{Y_{22}}{1+\beta_{22}Y_{22}}\ X_{i_2} \end{cases} \qquad (9)$$

Rezolvarea lor sub formă matricială, conduce la:

$$\begin{bmatrix} X_{e_1} \\ X_{e_2} \end{bmatrix} = \frac{Y_{11}\ \ Y_{22}}{(1+\beta_{11}Y_{11})(1+\beta_{22}Y_{22}) - a_{12}a_{21}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1+\beta_{22}Y_{22}}{Y_{22}} & \frac{a_{12}}{Y_{11}} \\ \frac{a_{21}}{Y_{22}} & \frac{1+\beta_{11}Y_{11}}{Y_{11}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{i_1} \\ X_{i_2} \end{bmatrix} \qquad (10)$$

Stabilitatea sistemului se cercetează pe baza ecuaţiei caracteristice:

$$(1+\beta_{11}Y_{11})(1+\beta_{22}Y_{22}) - a_{12}a_{21} = 0 \qquad (11)$$

În cazul în care numai unul din sisteme influenţează pe cel de al doilea (a_{12} sau $a_{21} = 0$), ecuaţia caracteristică se reduce la:

$$(1 + \beta_{11} Y_{11})(1 + \beta_{22} Y_{22}) = 0 \qquad (11')$$

adică stabilitatea sistemului complex este echivalentă cu stabilitatea fiecărui sistem component izolat. Dacă acest lucru nu are loc, se poate aplica criteriul lui Nyquist pentru locul de transfer $(1 + \beta_{11} Y_{11})(1 + \beta_{22} Y_{22})$, faţă de conturul descris de funcţia $a_{12}a_{12}$. În cazul particular în care funcţia $a_{12}a_{21}$ se reduce la o constantă, acest contur se reduce la un punct situat pe axa reală.

Pentru concretizare, în fig. 5 se reprezintă trei locuri de transfer corespunzătoare unor sisteme izolate, ale funcţiilor de

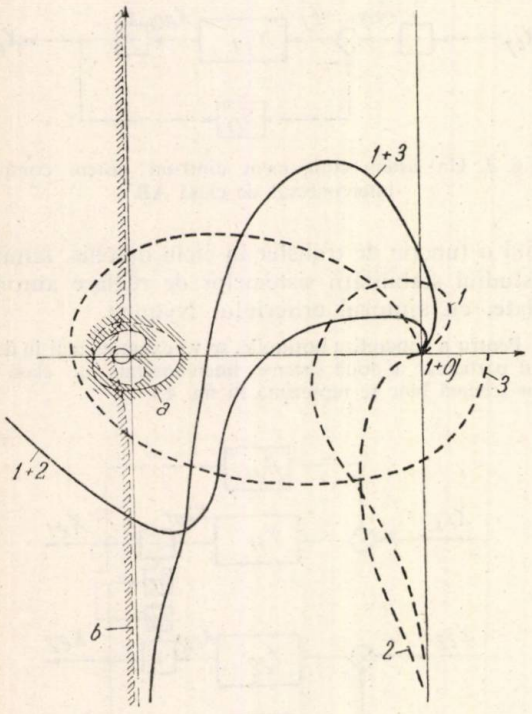


Fig. 5. Studiul stabilităţii unor sisteme interconectate de clasă A.

tipul $1 + \beta Y$. Se consideră două cazuri posibile de variaţie a mărimii $a_{12}a_{21}$, la care corespund respectiv contururile *a* şi *b*. În cazul interconexiunii 1+2 şi al conturului *a* (interconexiunea între două sisteme, izolat de acelaşi tip) se observă o înrăutăţire a stabilităţii, pe cînd în cazul interconexiunii 1+3 (interconexiune între un sistem izolat stabil şi unul izolat instabil, dar de tipuri izolat diferite), s-ar putea obţine o stabilizare a sistemului complex, aşa cum se indică pe figură. În cazul conturului *b*, ambele interconexiuni conduc la instabilitate. De aici rezultă că dacă funcţia $a_{12}a_{21}$ are poli în origine, sistemul complex este sigur instabil. Se mai observă că un factor multiplicativ pozitiv al mărimii $a_{12}\,a_{21}$ îngreuiază stabilitatea, pe cînd orice factor multiplicativ negativ o uşurează. În cazul particular în care funcţia $a_{12}a_{21}$ se reduce la o mărime reală, se poate conchide că pentru $a_{12}a_{21} > 1$, sistemul este sigur instabil, are o proastă stabilitate sau chiar este nestabil dacă $0 < a_{12}a_{21} < 1$ şi este cu atît mai stabil dacă $a_{12}a_{21} < 0$, cu cît $|a_{12}a_{21}|$ este mai mare. Aceste afirmaţii sînt evident valabile pentru cazul în care funcţia $\frac{(1+\beta_{11}Y_{11})\ (1+\beta_{22}Y_{22})}{a_{12}a_{21}}$ nu are poluri în semiplanul drept. Dacă însă această funcţie ar avea poluri în semiplanul drept, atunci formularea condiţiei de stabilitate se modifică în mod corespunzător, în conformitate cu criteriul Nyquist generalizat.

În afară de stabilitate, un alt aspect important al comportării sistemelor complexe considerate, este modul în care expresia mărimii de ieşire a unui anumit sistem depinde de mărimile de intrare ale celorlalte sisteme componente.

Pentru a nu se modifica în mod esenţial mărimea de ieşire a unui sistem, este necesar şi suficient ca contribuţiile celorlalte mărimi de intrare la mărimea de ieşire considerată să fie mici, faţă de contribuţia mărimii de intrare proprie a sistemului considerat.

În cazul particular a două sisteme interconectate, se obţin din ecuaţia (10) următoarele expresii:

$$\left.\begin{aligned} Xe_1 &= \frac{Y_{11}\,(1+\beta_{22}Y_{22})}{(1+\beta_{11}Y_{11})\ (1+\beta_{22}Y_{22}) - a_{12}a_{21}}\,Xi_1 + \\ &+ \frac{Y_{22}\,a_{12}}{(1+\beta_{11}Y_{11})\ (1+\beta_{22}Y_{22}) - a_{12}a_{21}}\,Xi_2 \\ Xe_2 &= \frac{Y_{22}(1+\beta_{11}Y_{11})}{(1+\beta_{11}Y_{11})\ (1+\beta_{22}Y_{22}) - a_{12}a_{21}}\,Xi_1 + \\ &+ \frac{Y_{11}a_{21}}{(1+\beta_{11}Y_{11})\ (1+\beta_{22}Y_{22}) - a_{12}a_{21}}\,Xi_2. \end{aligned}\right\} \qquad (12)$$

Condiţia de nemodificare esenţială a mărimii de ieşire a sistemului 1 interconectat tip clasă A cu sistemul 2, conduce la:

$$\frac{Y_{22}a_{12}}{(1+\beta_{11}Y_{11})(1+\beta_{22}Y_{22}) - a_{12}a_{21}}\,Xi_2 \leqslant$$

$$\leqslant \frac{Y_{11}(1+\beta_{22}Y_{22})}{(1+\beta_{11}Y_{11})(1+\beta_{22}Y_{22}) - a_{12}a_{21}}\,Xi_1$$

de unde, presupunînd $Xi_2 = Xi_1$, se deduce condiţia:

$$\frac{Y_{22}a_{12}}{Y_{11}\ (1+\beta_{22}Y_{22})} \ll 1 \qquad (13)$$

care poate fi interpretată calitativ drept condiţie pentru predominarea funcţiilor Y_{11} şi Y_{22} faţă de funcţia de interconexiune a_{12}. În mod analog se obţin concluzii similare referitoare la nemodificarea esenţială a mărimii de ieşire a sistemului 2.

Sistemele de clasă B. În acest caz schema bloc a unui sistem component se obţine din schema fig. 3, în care considerăm $a_{jk} = 0$, iar ecuaţiile sistemului izolat de ordin *j* devin:

$$X_{ej} = Y_{jj}\,(X_{ioj} - \beta_{jj}X_{ej}),$$

$$X_{ioj} = X_{ij} + \sum_{k=1}^{n}{}'^{j}\, b_{jk}\, X_{ek}\,, \qquad (b_{jj} = 0)$$

În acest caz se deduce sistemul de ecuaţii:

$$X_{ej} - \sum_{k=1}^{n}{}'^{j} \frac{Y_{jj}}{1+\beta_{jj}Y_{jj}}\, b_{jk}\, X_{ek} = \frac{Y_{jj}}{1+\beta_{jj}Y_{jj}}\,X_{ij}. \qquad (14)$$

De aici se deduc analog ca în cele precedente, expresiile X_{ej} funcţie de X_{ij} şi de parametrii sistemului, iar stabilitatea se studiază pe baza anulării determinantului sistemului.

În cazul particular a două sisteme interconectate (fig. 6), din ecuaţia (14) se deduce:

$$\begin{bmatrix} X_{e1} \\ \\ X_{e2} \end{bmatrix} = \frac{Y_{11}Y_{22}}{(1+\beta_{11}Y_{11})(1+\beta_{22}Y_{22}) - a_{12}a_{21}Y_{11}Y_{22}} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} \dfrac{1+\beta_{22}Y_{22}}{Y_{22}} & a_{12} \\ a_{21} & \dfrac{1+\beta_{11}Y_{11}}{Y_{11}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{i1} \\ \\ X_{i2} \end{bmatrix} \qquad (15)$$

Stabilitatea sistemului se cercetează pe baza ecuației caracteristice:

$$(1+\beta_{11}Y_{11})(1+\beta_{22}Y_{22}) - a_{12}a_{21}Y_{11}Y_{22} = 0 \qquad (16)$$

care se mai transcrie sub forma:

$$\left(\frac{1}{Y_{11}} + \beta_{11}\right)\left(\frac{1}{Y_{22}} + \beta_{22}\right) - a_{12}a_{21} = 0. \qquad (16')$$

În cazul în care numai unul din sisteme influențează pe cel de al doilea, se obțin concluzii similare cu cele din cazul

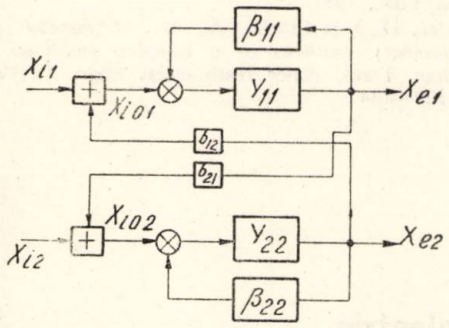


Fig. 6. Două sisteme interconectate de clasă B.

precedent. Dacă acest lucru nu are loc, atunci se poate și aici folosi trasarea locurilor de transfer în planul complex pentru studiul stabilității. Din forma ecuației (16') se deduce că aici trasarea trebuie făcută în planul invers Y^{-1}, iar cercetarea stabilității se face pentru locul rezultant $\left(\frac{1}{Y_{11}} + \beta_{11}\right)\left(\frac{1}{Y_{22}} + \beta_{22}\right)$, în raport cu conturul descris de funcția $a_{12}\,a_{21}$.

Considerîndu-se cazuri concrete similare cu cele reprezentate în fig. 5, se obțin aceleași concluzii și pentru sistemul interconectat de clasă B, în ceea ce privește stabilitatea.

Condiția nemodificării esențiale a mărimii de ieșire a unui sistem component de către celelalte sisteme interconectate cu acestea, se studiază de asemenea în mod similar.

Sistemele de clasă C. În acest caz sistemele au schema din fig. 7.

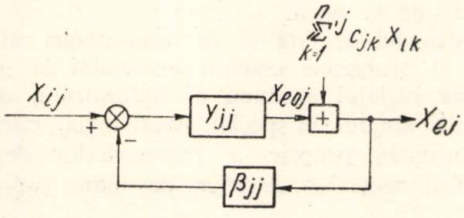


Fig. 7. Sistem component dintr-un sistem complex clasă C.

Ecuațiile sistemului au forma:

$$X_{eoj} = Y_{jj}(X_{ij} - \beta_{jj}X_{ej})$$

$$X_{ej} = X_{eoj} + \sum_{k=1}^{n'j} C_{jk}X_{ik}$$

și conduc la

$$X_{ej} = \frac{Y_{jj}}{1+\beta_{jj}Y_{jj}}X_{ij} + \frac{\sum_{k=1}^{n'j} C_{jk}X_{ik}}{1+\beta_{jj}Y_{jj}}. \qquad (17)$$

Se observă următoarele:

1. Stabilitatea sistemului complex este echivalentă cu stabilitatea tuturor sistemelor componente izolate.

2. În cursul regimului tranzitoriu, efectul mărimii de intrare X_{ij} este diferit de cel al celorlalte mărimi de intrare (se poate chiar ca efectul lor să fie neglijabil).

3. Dacă toți C_{jk} cuprind zerouri în origine, regimul staționar este același ca al fiecărui sistem component izolat.

Sistemele de clasă D. În acest caz, schema bloc este indicată în fig. 8.

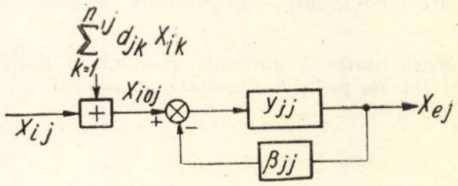


Fig. 8. Sistem component dintr-un sistem complex clasă D.

Ecuațiile sistemului clasă D sînt de forma:

$$X_{i0j} = X_{ij} + \sum_{k=1}^{n'j} d_{jk}X_{ik}$$

$$X_{ej} = Y_{jj} \cdot (X_{i0j} - \beta_{jj}X_{ej})$$

și conduc la:

$$X_{ej} = \frac{Y_{jj}}{1 + Y_{jj}\beta_{jj}}\left(X_{ij} + \sum_{k=1}^{n'j} d_{jk}X_{ik}\right). \qquad (18)$$

Concluziile valabile pentru sistemele clasă C sînt valabile și în cazul considerat al sistemelor de clasă D.

Observație. În cazul sistemelor complexe de tip mixt (cu mai multe clase de interconexiuni), studiul se poate efectua prin adunarea matricelor care caracterizează fiecare tip de legătură și care au fost expuse în cadrul articolului.

Concluzii

Din cuprinsul articolului se detașează unele concluzii importante privitoare la sistemele complexe, și anume:

1. În ceea ce privește stabilitatea unui sistem complex, este în general recomandabil să se evite alcătuirea unui astfel de sistem din sisteme componente de același tip, ceea ce ar conduce în general la instabilitate. Excepție fac doar sistemele complexe de clasă C și D precum și combinația lor. În schimb însă, utilizarea în sistemul complex a unor sisteme componente de tipuri diferite, poate conduce la o ameliorare a stabilității sau poate chiar stabiliza sistemul complex,

în cazuri în care unul din sistemele componente ar fi izolat instabil [1]).

2. În sistemele complexe de tip paralel, tipul sistemului este determinat de sistemul component de tipul cel mai mare, care determină deci comportarea globală a sistemului complex în regim staţionar, chiar dacă celelalte sisteme componente ar avea performanţe de regim staţionar cu mult inferioare primului.

3. Dintre toate clasele de legătură studiate în sistemele complexe, se deduce că interconexiunile de clasă A şi B aduc cele mai mari complicaţii, fiind susceptibile de a produce chiar instabilitatea sistemului complex. Dimpotrivă, în sistemele complexe de clasă C şi D, stabilitatea nu este întru nimic modificată prin interconectarea sistemelor componente, depinzînd numai de stabilitatea izolată a acestora.

4. În sistemele complexe de clasă A şi B, pe lîngă o modificare a stabilităţii faţă de stabilitatea corespunzătoare sistemelor componente izolate, se mai produce şi o influenţă asupra mărimii de ieşire a unuia din sisteme de către mărimile de intrare ale celorlalte sisteme. Dacă se doreşte o stabilitate mai bună pentru sistemul complex faţă de situaţia corespunzătoare unui sistem component izolat, punîndu-se în acelaşi timp şi condiţia ca performanţele iniţiale ale sistemului component izolat să nu fie modificate în mod esenţial prin aceasta, trebuie să se stabilească un compromis între aceste două cerinţe. Aceste considerente sînt de cea mai mare importanţă în vederea sintezei unui servosistem prin interconectarea acestuia cu altele.

[1]) Acestea arată că afirmaţia amintită în introducerea articolului [1], nu poate fi adevărată, în general.

BIBLIOGRAFIE

[1] ASHBY, R.: *Design for a brain*, Ed. Chapman and Hall London, 1952.
[2] TSIEN, Y.: *Engineering Cybernetics*, Ed. Mc Graw Hill, New York, 1954.
[3] CHESTNUT, H. şi MAYER, R. W.: *Servomechanisms and Regulating System Design*, Ed. J. Willey et Sons, New York, 1951.
[4] POVEJSIL, D. J. şi FUCHS, A. M.: *A method for the preliminary synthesis of a complex multiloop control system*, Trans. Amer. Instn. electr. Engrs. 74 (1955), II, p. 129—134.

MARIUS HĂNGĂNUŢ *

Reglarea automată a curentului într-un arc electric

CZ 621.3.014.31:621.316.721.078

În cadrul Institutului de cercetări chimice (ICECHIM) un grup de cercetători studiază deja de mai mulţi ani problema cracării gazului metan în arc electric. Acest procedeu modern de fabricaţie a acetilenei a atins astăzi la noi în ţară un înalt nivel de dezvoltare.

După încercări făcute în laborator şi pe o staţie pilot, s-a pus problema construirii unei staţii semiindustriale experimentale în vederea obţinerii datelor de proiectare pentru crearea unei industrii noi pe baza acestui procedeu [1]).

În acest procedeu [1], cracarea metanului se obţine prin trecerea curentului de gaze printr-un arc electric [2]. În acest fel, datorită temperaturii înalte din arc, metanul se descompune formînd acetilenă, hidrogen, negru de fum şi omologi superiori într-o cantitate mai mică.

Pe bază de acetilenă se obţin o serie de produse finite de o mare importanţă pentru economia naţională ca de exemplu: acid acetic pentru industria textilă, mase plastice, secative, precum şi o serie de produşi intermediari.

Din punct de vedere electric, problema care se pune este producerea şi întreţinerea arcului electric în condiţii optime de cracare a gazului metan, iar fizic, problema se reduce la întreţinerea unei descărcări electrice în gaze, sub formă de arc, la presiune înaltă.

Experienţele de pînă acum au arătat că, în acest scop, o descărcare în curent continuu este de preferat uneia în curent alternativ. În această privinţă însă tehnica nu şi-a spus ultimul cuvînt, întrucît în prezent se fac încercări în curent alternativ ale căror rezultate sînt pozitive.

Linia pe care s-a mers la noi a fost aceea a curentului continuu obţinut prin redresarea curentului alternativ de la reţea.

În articolul de faţă se va trata despre aspectul electric al problemei cracării metanului în general şi despre reglajul automat al redresorului de alimentare al arcului, în special. Acest reglaj, constituie particularitatea proprie a redresoarelor destinate alimentării arcurilor electrice de mare capacitate.

Arcul electric din reactorul de cracat metan

O descărcare electrică sub formă de arc în gaze se bazează pe existenţa particulelor electric încărcate, ca electroni şi ioni, ce se produc în urma ionizării prin şoc a gazului [3] [4].

*) Ing. M. HĂNGĂNUŢ, laureat al Premiului de Stat, lucrează la sectorul experimental al uzinei ICECHIM.

[1]) La proiectarea şi experimentare redresorului a lucrat colectivul format din: prof. ing. A. NICOLAU, conf. ing. GH. HORTOPAN, ing. W. LERNER, ing. M. HĂNGĂNUŢ, ing. V. LIUBA, colectiv distins cu Premiul de Stat pe anul 1954.

În cazul nostru, arcul electric se produce într-un cuptor (reactor) ce are forma din fig. 1 [5].

De aici se vede că descărcarea nu are loc între doi electrozi aşezaţi la o distanţă fixă, ci arcul se desfăşoară în mod liber în interiorul unui tub de reacţie. Aceasta atrage după sine faptul că arcul nu are o lungime finită şi că lungimea lui depinde de condiţiile ce se stabilesc în reactor.

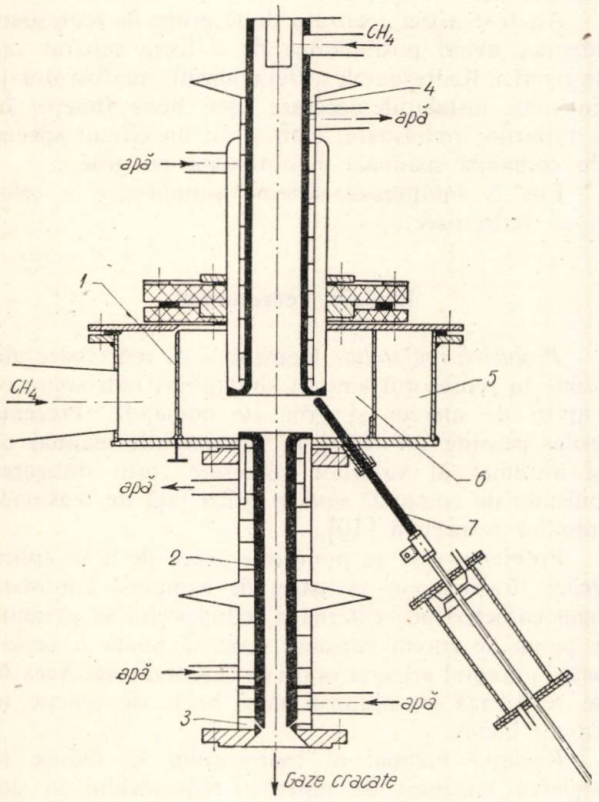


Fig. 1. Reactorul de cracat metan:
1 — cilindru distribuitor ; 2 — electrod inferior ; 3 — stropitor ; 4 — electrod superior ; 5 — tambur de distribuţie ; 6 — camera centrală ; 7 — electrod auxiliar.

Amorsarea arcului se face cu ajutorul unui electrod auxiliar care la pornire se scurtcircuitează cu electrodul superior. Prin îndepărtarea acestui electrod, în momentul ruperii contactului se produce un arc ca la deschiderea oricărui contact electric. Datorită temperaturii înalte, o parte a gazului se ionizează dînd naştere la o plasmă care se caracterizează prin prezenţa particulelor încărcate, electroni şi ioni. Cîmpul electric între electrozi dirijează aceste particule în raport cu sarcina lor electrică, asigurînd în felul acesta trecerea curentului electric. O dată arcul amorsat acesta este tras de curentul de gaze în interiorul tubului de reacţie.

Pentru ca arcul să poată arde în mod staţionar trebuie să existe un echilibru între particulele formate şi cele neutralizate. Pentru formarea particulelor se consumă energie electrică, neutralizarea lor se produce prin recombinare (deionizare).

Această condiţie nu este însă suficientă deoarece arcul electric nu urmează legea lui Ohm. Caracteristica statică a arcului electric este negativă, iar înclinaţia ei depinde de o serie întreagă de parametri a căror influenţă cantitativă asupra caracteristicii arcului este greu de precizat din cauza complexităţii fenomenelor ce au loc în arc.

Legea de variaţie a tensiunii la bornele arcului în funcţie de curentul prin arc este cu oarecare aproximaţie o exponenţială de forma:

$$E = CI^{-n} \tag{1}$$

în care C este o constantă iar n un parametru [6].

Cauza rezistenţei negative a arcului este dependenţa directă şi proporţională a conductibilităţii coloanei de arc de valoarea curentului ce o străbate, precum şi influenţa puternică pe care o exercită curentul de gaze asupra deionizării coloanei de arc [7].

Trebuie menţionat, că toate afirmaţiile făcute precum şi cele ce vor urma se referă la arcul electric de curent continuu. Aceasta deoarece în curent alternativ caracteristica arcului electric se schimbă datorită corelaţiei ce există între frecvenţă şi inerţia termică a gazului.

Problema stabilităţii arcului

Forma negativă a caracteristicii arcului electric atrage după sine o problemă importantă, şi anume aceea a stabilităţii punctului de funcţionare.

Dacă circuitul electric al arcului nu conţine un element limitator, curentul prin arc poate atinge valori necontrolabile sau întreaga instalaţie poate intra în oscilaţie.

Pentru a preîntîmpina acest lucru se cere din partea elementelor cuplate, în cazul nostru redresorul şi arcul electric, îndeplinirea unei condiţii şi anume aceea ca panta caracteristicii externe a redresorului să fie mai accentuată decît cea a arcului electric.

Dacă se exprimă prin f funcţia volt-amper a arcului, iar prin φ aceea a redresorului, dezvoltînd aceste funcţii în serie Fourier şi înlocuindu-le în legea care guvernează fenomenul, se ajunge la expresia derivatei variaţiei curentului în raport cu timpul, şi anume:

$$\frac{\mathrm{d}\,\Delta I}{\mathrm{d}t} = -\frac{I}{L}\left[\left(\frac{\partial \varphi}{\partial I}\right)_{I_0} - \left(\frac{\partial f}{\partial I}\right)_{I_0}\right]\Delta I \tag{2}$$

în care I_0 este valoarea de curent staţionară iar ΔI — abaterea de la această valoare cauzată de un motiv oarecare.

Pentru ca sistemul să fie stabil se cere ca la o variaţie a curentului ΔI derivata acesteia în raport cu timpul să fie negativă, adică din relaţia (2)

$$\left(\frac{\partial \varphi}{\partial I}\right)_{I_0} > \left(\frac{\partial f}{\partial I}\right)_{I_0}. \tag{3}$$

Derivatele din expresia (3) sînt tocmai pantele redresorului şi arcului în punctul de funcţionare, iar inegalitatea arată că panta redresorului trebuie să fie mai înclinată decît a arcului [8].

Această concluzie este foarte importantă deoarece ea ne arată că pentru alimentarea unui arc electric de curent continuu este necesară o sursă de curent constant şi nu una de tensiune constantă aşa cum se întîlneşte în mod obişnuit.

Redresorul de alimentare a arcului electric

Tema de proiectare. Pe baza acestor cunoştinţe şi avînd experienţa a doi ani de experimentare a procedeului pe o staţie pilot de o capacitate de circa 50 kW s-a pus problema construirii unui redresor de 1—2 MW capabil să alimenteze un reactor la scară semiindustrială.

Instalaţia avînd un caracter experimental se cerea din partea redresorului o cît mai uşoară adaptare la multiplele condiţii de descărcare care ar putea să aibă loc în cursul experienţelor în reactor.

Tema de proiectare ridică o serie de probleme care au stat la baza alegerii soluţiei despre care se va trata.

Prima problemă a fost aceea de a realiza instalaţia în cel mai scurt timp posibil utilizînd la maximum posibilităţile industriei electrotehnice proprii.

Cea de a doua problemă a fost necesitatea reglajului de tensiune în sarcină. Această condiţie precum şi necesitatea unei tensiuni redresate mari (10 kV) ne-a determinat să utilizăm pentru redresare tiratroni industriali de o construcţie în serie.

Ultima şi cea mai importantă problemă a temei a fost întreţinerea stabilă a arcului electric.

Pentru îndeplinirea acestei condiţii se cerea redrosorului o caracteristică externă de curent constant capabilă de a se deplasa comandat sau automat în orice punct de funcţionare cerut de arcul electric.

Caracteristica externă trebuie să-şi păstreze caracterul propriu de tensiune constantă pînă în apropierea punctului de funcţionare, apoi să se curbeze cît mai abrupt astfel încît punctul de funcţionare să poată fi plasat pe caracteristica de curent constant cît mai aproape de tensiunea în gol a redresorului (fig. 2).

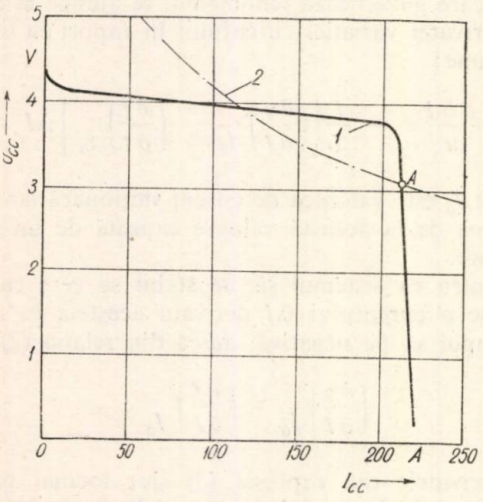


Fig. 2. Caracteristicile tensiune — curent ale redresorului cu reglaj automat (1) şi ale arcului electric (2):
A — punct stabil de funcţionare.

Schema de redresare[2]). Schema de redresare aleasă a fost aceea de redresare dublu trifazată cu bobină de absorbţie. Această conexiune prezintă o serie de avantaje dintre care menţionăm numai factorul de utilizare maxim al transformatorului şi procentul cel mai scăzut de rezidual de alternativ (4%) [9].

Întrucît tiratroanele utilizate nu admiteau decît 10 A curent mediu maxim s-au montat cîte două tiratroane pe fază, funcţionarea lor în paralel fiind asigurată de un divizor de curent.

Au fost astfel realizate două grupe de redresoare identice avînd posibilitatea de a lucra separat sau în paralel. Redresoarele astfel realizate au fost dotate cu toate instalaţiile necesare unei bune funcţionări a tuburilor redresoare, cum şi cu un circuit special de comandă manuală şi automată pe grile.

Fig. 3. înfăţişează schema simplificată a celor două redresoare.

Reglajul redresorului

Problema reglajului. Elementele de redresoare utilizate în redresorul amintit sînt tuburi redresoare cu vapori de mercur şi grilă de comandă. Prezenţa grilei permite un reglaj în sarcină atît manual cît şi automat al valorilor redresate, prin difuzarea pulsului de comandă aplicat grilei faţă de tensiunea anodică respectivă [10].

Problema care se pune este aceea de a se aplica grilei tiratroanelor o astfel de comandă automată încît caracteristica externă a redresorului să prezinte o pantă de curent constant, care să poată fi deplasată în dreptul oricărei valori de curent dorită. Aceasta se realizează cu ajutorul unei bucle de reacţie în circuit închis.

Reglajul manual al redresorului se reduce la reglarea tensiunii de ieşire a redresorului în gol printr-o comandă manuală. Aceasta se realizează cu un defazor ce acţionează asupra fazei pulsului de comandă.

Principiul reglajului automat este următorul: se ia o mărime proporţională cu valoarea curentului redresat şi printr-o transformare adecvată a naturii şi nivelului energetic al acestei mărimi se realizează o comandă pe grila tuburilor redresoare astfel încît dacă curentul redresat are tendinţa să crească, această tendinţă este corectată printr-o scădere corespunzătoare a tensiunii de ieşire a redresorului şi invers.

Elementele circuitului de reglaj automat. Circuitul de reglaj automat se compune dintr-o înlănţuire de elemente magnetice şi electrice care servesc, aşa cum am amintit, la realizarea comenzii pe grila tiratroanelor.

Producerea tensiunii de reacţie. Se numeşte tensiune de reacţie mărimea exprimată în volţi la ieşirea redresorului de reacţie şi care este liniar proporţională cu valoarea curentului prin arc.

Întrucît între valoarea curentului prin arc şi cea a curentului alternativ absorbit de instalaţie există o relaţie liniar proporţională, se consideră ca mărime

[2]) Principiul de funcţionare precum şi unele particularităţi privind schema de redresare se găsesc şi în lucrarea [11].

carea numai a lui *b*, atrage deci stingerea condiționării. Detaliile schemei se pot vedea în fig. 5.

Semnalul *a* se aplică instrumentului indicator direct prin circuitul I, și capacitățile C_1 și C_2. Aceasta constituie reflexul înnăscut al aparatului.

Aplicarea semnalului *b* nu provoacă nici un răspuns, tubul T_1 fiind blocat. Nici semnalul *a* nu produce alt ceva în restul montajului, tubul T_2 fiind și el blocat.

Semnalul *b* este însă detectat de către T_3; semnalul continuu obținut se filtrează și se aplică pe grila lui T_2 pe care îl deblochează. Tubul T_2 constituie deci poarta P_1.

Atîta timp cît se aplică simultan *a* și *b*, tubul T_2 fiind deschis, și semnalul *a* amplificat se aplică la T_4 și prin aceasta se încarcă condensatorul *C*. Acest condensator se încarcă treptat, aproximativ proporțional cu durata de aplicare simultană a lui *a* și *b*. În momentul în care tensiunea la bornele lui *C* este suficient de mare, tubul T_5 se deschide. Aceasta echivalează deschiderii porții P_2.

Deschiderea acestei porți permite să se aplice mai departe în montaj, semnalul provenit de la oscilatorul local realizat cu tubul T_6. Acest semnal este mai întîi amplificat de T_5, apoi de T_6, este detectat de T_7. Acest semnal detectat încarcă mai departe pe *C*. Bucla *B* este deci formată de T_5, T_6 și T_7.

Atîta timp cît bucla *B* este deschisă, *C* este încărcat și prin aceasta P_2 rămîne deschisă. Deci dacă în această situație se aplică numai *b*, el produce două efecte. În primul rînd se observă că încărcarea lui *C* produce și deschiderea tubului T_1. Deci semnalul *b* este amplificat de T_1 — la care ajunge prin C_3 — apoi prin C_2 ajunge la instrumentul indicator, producînd deflexia acestuia. Se produce astfel răspunsul condițional.

Al doilea efect este cel inhibitoriu. Semnalul *b*, prin calea II ajunge și la T_8. Semnalul detectat se aplică pe grila lui T_6. Prin aceasta bucla *B* este întreruptă, iar *C* se descarcă lent. Dacă *b* singur se aplică o durată suficient de lungă, atunci *C* se descarcă complet. Prin aceasta P_2 se blochează și condiționarea încetează.

Procesul poate fi însă reluat, în aceleași condiții ca și prima oară. Montajul nu prezintă deci memorie din acest punct de vedere. De fiecare dată corelatorul trebuie învățat din nou în aceleași condiții.

La montajul realizat, timpul de învățare era de 40 s, iar timpul în care se producea inhibarea era de 30 s.

Ca instrument indicator s-a utilizat un voltmetru cu tub ORIVOM.

La acest corelator semnalele *a* și *b* se aplicau întrerupte sau continuu.

Corelator automat cu relee și tuburi perfecționat. Acest sistem a fost conceput spre a mima cît mai

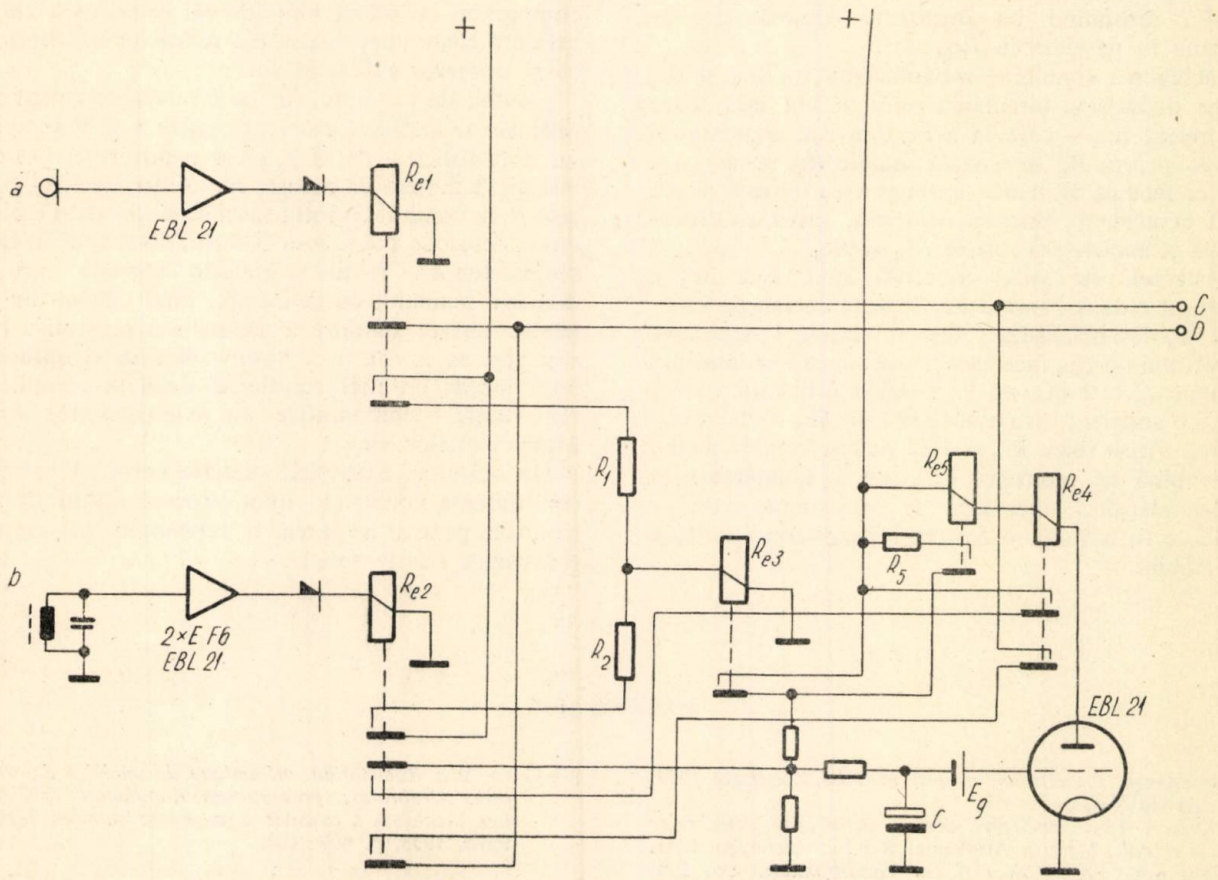


Fig. 6. Schema de principiu a unui corelator automat cu relee și tuburi perfecționate.

îndeaproape funcţionarea reflexelor condiţionate la fiinţele vii. Sistemul prezintă următoarele caracteristice: 1 — aplicarea lui *a* produce răspunsul *A*; 2 — aplicarea lui *b* produce răspunsul *B*; 3 — aplicarea simultană şi un timp suficient de lung atît a lui *a* cît şi a lui *b* duce la stabilirea unui reflex condiţionat; 4 — reflexul condiţionat durează un timp indefinit, atîta timp cît montajul este alimentat în condiţii normale; 5 — reflexul condiţionat fiind stabilit pe *a*—*A*, aplicarea numai a lui *b* — un timp suficient de lung — duce la inhibarea reflexului condiţionat; 6 — o nouă formare a reflexului se stabileşte mult mai repede decît prima oară.

Schema montajului se dă în fig. 6.

Sistemul prezintă două intrări, la care se aplică semnalele *a* şi *b*. Semnalul *a* este de radio frecvenţă, iar *b* de audio frecvenţă. Unul se aplică — prin inducţie — unui circuit acordat iar semnalul audio unui amplificator. Ambele semnale sînt amplificate de cîte un amplificator, după care semnalele sînt detectate şi se aplică releelor Re_1 respectiv Re_2. În modelul realizat, aplicarea lui *a* duce la închiderea contactelor lui Re_1, ceea ce face ca să se închidă circuitul între *C* şi *D*. Aceasta permite darea oricărei comenzi. În cazul de faţă, această comandă corespunde anclanşării unui releu, care apasă asupra unui balon în care este apă. Presiunea face ca nivelul apei să crească într-un tub dispus la un cîine de jucărie, simulînd salivarea cîinelui sub acţiunea excitaţiei *a*.

La modelul de faţă, nu s-a modelat în nici un fel răspunsul *B*. Aceasta se putea obţine însă foarte simplu, dispunînd un dispozitiv convenabil — de exemplu în paralele cu Re_2.

Închiderea simultană a contactelor lui Re_1 şi Re_2 atrage după sine circularea unui curent mai mare prin releul Re_3 — care în acest caz este alimentat şi prin R_1 şi prin R_2. În această situaţie Re_3 anclanşază, ceea ce face ca să treacă un curent ce încarcă pe *C*. Dacă coincidenţa durează suficient, tubul se deblochează şi anclanşază releele Re_4 şi Re_5.

Sistemul este astfel conceput încît dacă Re_5 a anclanşat o dată, rămîne mai departe anclanşat, chiar dacă Re_2 dezanclanşază. Aceasta deoarece închiderea contactului lui Re_5 face ca *C* să fie supus unei tensiuni continue care îl încarcă şi menţine astfel un curent prin tub suficient spre a anclanşa pe Re_5 — dar nu şi pe Re_4. Acest releu Re_5 o dată închis, rămîne mereu închis pînă ce montajul este net subalimentat. El corespunde deci unei legături permanente care se stabileşte în montaj, o dată ce reflexul condiţionat a fost stabilit.

O dată stabilit reflexul condiţionat prin aplicarea unui timp suficient de lung a semnalelor *a* şi *b* în mod simultan se închid deci şi contactele releelor Re_4 şi Re_5. Contactul 1 al lui Re_4, împreună cu contactul 3 al lui Re_2 duce la stabilirea circuitului între *C* şi *D*. Deci dacă Re_4 este închis, semnalul *b* duce la producerea efectului pe care iniţial îl producea numai *a*. Aceasta corespunde stabilirii reflexului condiţionat. Contactul 2 al lui Re_4 constituie un fel de reacţie care face ca din moment ce acest releu s-a închis o dată, el să rămînă închis pînă ce se produce inhibarea.

Inhibarea se produce aplicînd un timp suficient pe *b* singur. Aceasta are ca efect deschiderea contactului 2 al lui Re_2. În această situaţie Re_3 nu este anclanşat, deci *C* se încarcă prin Re_5. Sistemul potenţiometric este realizat astfel încît tensiunea la bornele lui *C* scade, şi la un moment dat Re_4 dezanclanşază. Re_5 rămîne încă anclanşat.

Dezanclanşarea lui Re_4 corespunde inhibării reflexului condiţionat. Cum însă Re_5 a rămas anclanşat, este necesar un timp mult mai scurt pentru formarea unui nou reflex.

Concluzii

Corelatorii automaţi realizaţi arată clar că modelele electronice pot mima unele comportări ale fiinţelor vii în ceea ce priveşte reflexele condiţionate. Modelele prezentate nu sînt evident de un grad de complexitate comparabil cu cel al fiinţelor vii, astfel încît ele nu prezintă toate particularităţile reflexelor condiţionate ce se observă la fiinţele vii.

Astfel, de exemplu, la toate modelele construite, reflexele se stabilesc dacă semnalele *a* şi *b* se aplică un timp suficient de lung, chiar neîntrerupt. Ori este clar că la fiinţele vii aceasta nu are loc decît — eventual — în condiţii cu totul speciale şi în cazuri izolate. Acest defect se poate însă corecta, dispunînd în calea semnalelor *a* şi *b* nişte circuite speciale care să deriveze semnalul de la intrare, dînd cîte un impuls pentru fiecare stabilire a semnalului respectiv. Însă nici aceasta nu ar fi cu totul suficient, şi obţinerea unui model cît mai veridic ar duce la complicaţii importante — comparabile cu complexitatea organizării fiinţelor vii.

În orice caz exemplele studiate arată că reflexele condiţionate corespund unor procese destul de elementare pentru a putea fi reproduse pe circuite electronice relativ simple.

BIBLIOGRAFIE

[1] Descartes, P.: *Discurs asupra metodei*, Bucureşti, 1957, partea V-a.

[2] Pavlov, I.P.: *Prelegeri despre activitatea emisferelor cerebrale*. Editura Academiei R.P.R., Bucureşti 1951.

[3] Kreindler, A.: *Les réflexes conditionnels*, Les Editions d'Etat Bucarest, 1947.

[4] Grey, W.: *Réalisation mécanique de modèles de structures cérébrales; presentation d'animaux artificiels*. Les Machines à calculer et la pensée humaine, CNRS, Paris, 1953, p. 407—420.

DOREL BERNSTEIN *

Asupra stabilităţii frecvenţei unui oscilator cu rezistenţă negativă

CZ 621.373.422.016.35

Ne propunem să studiem stabilitatea frecvenţei oscilaţiilor produse de un oscilator cu rezistenţă negativă. Teoria liniară a oscilatoarelor ne conduce la concluzia că frecvenţa oscilaţiilor este practic determinată de constantele circuitului oscilant. Deci, variaţia unui parametru oarecare n al oscilatorului, care nu modifică valoarea constantelor L şi C ale circuitului, nu determină o variaţie a frecvenţei. Experimental se constată însă că frecvenţa oscilaţiilor depinde de regimul de lucru al oscilatorului şi, deci, este susceptibilă la instabilitatea parametrilor oscilatorului. Pentru a pune de acord rezultatele practice cu metoda analitică s-a admis concluzia teoriei neliniare a oscilatoarelor, şi anume dependenţa frecvenţei de conţinutul în armonici a oscilaţiilor [1]. Dezvoltînd analiza pe această cale rezultatele analitice s-au verificat cu cele experimentale.

Analiza stabilităţii frecvenţei

Într-o reţea liniară, regimul liber poate fi studiat cu sistemul de ecuaţii diferenţiale (1, *a*):

$$L_{11}\frac{di_1}{dt} + R_{11}\,i_1 + \frac{1}{C_{11}}\int i_1\,dt + L_{12}\frac{di_2}{dt} + R_{12}\,i_2 +$$

$$+ \frac{1}{C_{12}}\int i_2\,dt + \ldots + L_{1n}\frac{di_n}{dt} + R_{1n}\,i_n + \frac{1}{C_{1n}}\int i_n\,dt = 0$$

$$L_{21}\frac{di_1}{dt} + R_{21}\,i_1 + \frac{1}{C_{21}}\int i_1\,dt + L_{22}\frac{di_2}{dt} + R_{22}\,i_2 +$$

$$+ \frac{1}{C_{22}}\int i_2\,dt + \ldots + L_{2n}\frac{di_n}{dt} + R_{2n}\,i_n + \frac{1}{C_{2n}}\int i_n\,dt = 0$$

$$- - - - - - - - - - - - - - \qquad (1, a)$$

$$L_{n1}\frac{di_1}{dt} + R_{n1}\,i_1 + \frac{1}{C_{n1}}\int i_1\,dt + L_{n2}\frac{di_2}{dt} + R_{n2}\,i_2 +$$

$$+ \frac{1}{C_{n2}}\int i_2\,dt + \ldots + L_{nn}\frac{di_n}{dt} + R_{nn}\,i_n + \frac{1}{C_{nn}}\int i_n\,dt = 0.$$

Acest sistem admite soluţii particulare, de forma:

$$i_1 = A_1\,e^{pt} \quad \text{şi deci} \quad \frac{di_1}{dt} = p\,A_1\,e^{pt} \quad \int i_1\,dt = \frac{A_1}{p}\,e^{pt}$$

$$i_2 = A_2\,e^{pt}$$

$$- - - - \qquad\qquad - - - - - - - - - -$$

$$i_n = A_n\,e^{pt} \qquad \frac{di_n}{dt} = p\,A_n\,e^{pt} \qquad \int i_n\,dt = \frac{A_n}{p}\,e^{pt}$$

unde $p = \alpha + j\,\omega$.

*) Ing. D. BERNSTEIN este asistent la catedra de tuburi electronice şi tehnică nucleară a Institutului Politehnic din Bucureşti.

Dacă se substituie curenţii $i_1, i_2, \ldots, i_n$ cu soluţiile lor şi se mai face notaţia: $Z_{ik} = p\,L_{ik} + R_{ik} + \frac{1}{pC_{ik}}$, după simplificarea cu e^{pt} se obţine sistemul (1, b):

$$\begin{aligned} A_1 Z_{11} + A_2 Z_{12} + \ldots + A_n\,Z_{1n} &= 0 \\ A_1 Z_{21} + A_2 Z_{22} + \ldots + A_n\,Z_{2n} &= 0 \\ - - - - - - - - - - - - - - & \\ A_1 Z_{n1} + A_2 Z_{n2} + \ldots + A_n\,Z_{nn} &= 0 \end{aligned} \qquad (1, b)$$

Pentru a avea un regim oscilant, deci pentru a avea curenţi prin reţea, trebuie ca sistemul (1, b) să admită alte soluţii decît cea banală şi, în consecinţă, discriminantul sistemului (reţelei) trebuie să fie nul. Deci:

$$\Delta = \begin{vmatrix} Z_{11}\,Z_{12} \ldots Z_{1n} \\ Z_{21}\,Z_{22} \ldots Z_{2n} \\ - - - - - \\ Z_{n1}\,Z_{n2} \ldots Z_{nn} \end{vmatrix} = 0 \qquad (1, c)$$

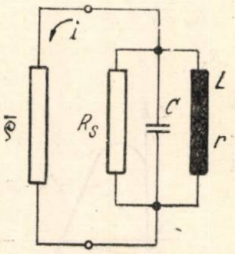


Fig. 1, *a*. Schema unui oscilator cu rezistenţă negativă în cazul regimului liber al oscilaţiilor. ρ-modulul rezistenţei negative a organului electronic; R_S rezistenţa de sarcină; L, C, r constantele circuitului oscilant.

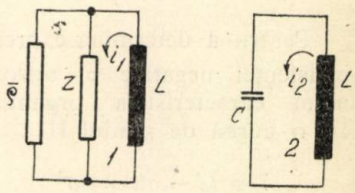


Fig. 1, *b*. Descompunerea reţelei din fig. 1, *a* în două ochiuri.

În cazul particular al oscilatorului considerat, (fig. 1, *a*) prin descompunerea reţelei în două ochiuri (fig. 1, *b*) se poate scrie:

$$Z_{11} = pL - \frac{1}{\frac{1}{\rho} - \frac{1}{Z}}$$

$$Z_{12} = pL$$

$$Z_{21} = pL$$

$$Z_{22} = pL + \frac{1}{pC}$$

Discriminantul reţelei devine:

$$\Delta(p) = \begin{vmatrix} pL - \dfrac{1}{\dfrac{1}{\rho} - \dfrac{1}{Z}} & pL \\ pL & pL + \dfrac{1}{pC} \end{vmatrix} =$$

$$= Lp^2 - \left(\frac{1}{\rho} - \frac{1}{Z}\right)\frac{L}{C}p + \frac{1}{C} = 0 \qquad (2)$$

Pentru ca regimul oscilant să fie stabil trebuie îndeplinite două condiţii:

$$\Delta(p) = 0; \quad p = \mathrm{j}\,\omega_0 \text{ deci } \alpha = 0$$

Rezultă:

$$-\omega_0^2 L + \frac{1}{C} - \mathrm{j}\,\omega_0\left(\frac{1}{\rho} - \frac{1}{Z}\right)\frac{L}{C} = 0.$$

Egalitatea mărimilor complexe conduce la două egalităţi reale:

condiţia de amplitudine $\dfrac{1}{\rho} - \dfrac{1}{Z} = 0$ (3)

condiţia de fază $\omega_0^2 = \dfrac{1}{LC}$ (4)

Impedanţa Z rezultă din punerea în paralel a rezistenţei de sarcină R_s cu impedanţa la rezonanţă Z_0 a circuitului oscilant:

$$Z_0 = \frac{L}{C_r} \quad \text{iar} \quad Z = \frac{R_s Z_0}{R_s + Z_0}.$$

Pentru a determina expresia rezistenţei negative $\bar{\rho}$, aproximăm caracteristica organului cu o curbă de gradul III

$$i = I_0 - au + bu^3$$

în care u este tensiunea la bornele organului şi care în regim oscilant poate fi considerată într-o primă aproximaţie sinusoidală: $u = U_1 \cos \omega t$.

Deci:

$$i = I_0 - aU_1 \cos \omega t + b\,U_1^3 \cos^3 \omega t =$$

$$= I_0 - \left(aU_1 - \frac{3}{4}bU_1^3\right)\cos \omega t + \frac{1}{4}bU_1^3 \cos^3 \omega t.$$

Curentul organului mai poate fi exprimat prin expresia:

$$i = I_0 + I_1 \cos \omega t - I_3 \cos 3\,\omega t$$

de unde rezultă:

$$I_1 = -aU_1 + \frac{3}{4}bU_1^3 \quad \text{— fundamentala}$$

$$I_3 = -\frac{1}{4}bU_1^3 \quad \text{— armonica a 3-a}$$

Prin definiţie, rezistenţa liniarizată a organului este raportul:

$$\bar{\rho} = \frac{\bar{U}_1}{\bar{I}_1} = -\frac{1}{a - \dfrac{3}{4}bU_1^2}.$$

Înlocuind pe ρ în expresia (3) se obţine amplitudinea oscilaţiilor:

$$U_1^2 = \frac{4}{3b}\left(a - \frac{1}{Z}\right). \qquad (3')$$

Teoria liniară conduce la concluzia că frecvenţa oscilaţiilor depinde numai de constantele circuitului (4). Teoria neliniară a regimului oscilant [1] corectează această afirmaţie conducînd la concluzia:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{3A_2^2 + 8A_3^2 + 15A_4^2}{2A_1^2} \qquad (5)$$

în care: $\omega = 2\pi f$ (f fiind frecvenţa oscilaţiilor); $A_{2,\,3\ldots,\,n}$ (amplitudinea armonicii de ordinul 2, 3, . . ., n); A_1 (amplitudinea fundamentalei).

În cazul A_1 considerat — caracteristica organului $i = f(u)$ aproximată cu o curbă de gradul 3 — dacă tensiunea la bornele circuitului este sinusoidală, prin deformarea formei curentului nu se introduc decît armonice impare (fig. 2).

Deci:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{8A_3^2}{2A_1^2}.$$

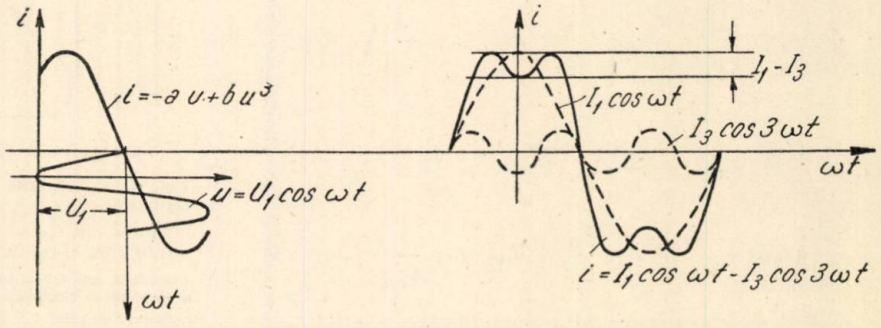


Fig. 2. Caracteristica organului electronic; analiza armonică a curentului organului,

Anterior s-a demonstrat că

$$A_1 = I_1 = -aU_1 + \frac{3}{4}bU_1^3$$

$$A_3 = I_3 = -\frac{1}{4}bU_1^3$$

Făcînd înlocuirile se obţine:

$$\Delta\omega = 4\frac{\left(-\dfrac{1}{4}bU_1^3\right)^2}{\left(-aU_1 + \dfrac{3}{4}bU_1^3\right)^2}\omega_0 = -\frac{\omega_0}{4\left(\dfrac{a}{bU_1^2} - \dfrac{3}{4}\right)^2}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Frecvenţa oscilaţiilor se obţine cu relaţia:

$$\omega = \omega_0 - \Delta\omega = \omega_0\left[1 - \frac{1}{4\left(\frac{a}{bU_1^2} - \frac{3}{4}\right)^2}\right] = \varphi(U_1) \tag{6}$$

$$\omega = \omega_0\left[1 - \frac{1}{4\left(\frac{a}{bU_1^2} - \frac{3}{4}\right)^2}\right]$$

$$\lim_{U_1 \to 0} \omega = \omega_0$$

Rezultă, deci, că pentru amplitudini mici — la limita de amorsare a oscilaţiilor ($Z \approx \rho$) — frecvenţa oscilaţiilor este determinată de constantele circuitului acordat. Prin mărirea reacţiei amplitudinea oscilaţiilor creşte, forma undei se distorsionează, iar frecvenţa trebuie să se modifice pentru a permite — în procesul fizic — echiiibrul puterilor reactive pe toate armonicele, respectiv a puterilor înmagazinate în inductanţă şi în condensator. S-a ajuns la concluzia că $\omega = f(U_1)$; cauzele care determină variaţia amplitudinii pot fi două:

a) variaţia unei tensiuni de alimentare E a oscilatorului;

b) variaţia impedanţei Z a circuitului anodic.

Putem scrie:

$$U_1 = f(E, Z)$$

$$dU_1 = \frac{\partial U_1}{\partial E}dE + \frac{\partial U_1}{\partial Z}dZ$$

$$\omega = \omega_0\left[1 - \frac{1}{4\left(\frac{a}{bU_1^2} - \frac{3}{4}\right)^2}\right]$$

$$d\omega = -\frac{a\omega_0}{bU_1^3\left(\frac{a}{bU_1^2} - \frac{3}{4}\right)^3}dU_1$$

$$d\omega = -\frac{a\omega_0}{bU_1^3\left(\frac{a}{bU_1^2} - \frac{3}{4}\right)^3}\left(\frac{\partial U_1}{\partial E}dE + \frac{\partial U_1}{\partial Z}dZ\right) \tag{7}$$

$$U_1 = \frac{4}{3b}\left(a - \frac{1}{Z}\right)$$

unde $a = f_1(E)$ şi $b = f_2(E)$.

Admitem, ceea ce practic este posibil în jurul unui punct de funcţionare, că: $f_1(E) = k_1 E$ şi $f_2(E) = k_2 E$, adică o variaţie liniară a coeficienţilor în funcţie de parametrul ales. Rezultă:

$$\left(\frac{df_1}{dE}\right)_{E_0} = k_1 \tag{8}$$

$$\left(\frac{df_2}{dE}\right)_{E_0} = k_2 \tag{9}$$

Cu aceste elemente, putem găsi derivatele parţiale:

$$\frac{\partial U_1}{\partial E} = \frac{2}{3}\frac{k_1}{bU_1} - \frac{1}{2}\frac{k_2 U_1}{b}$$

$$\frac{\partial U_1}{\partial Z} = \frac{2}{3}\frac{1}{bZ^2 U_1}.$$

În expresia (7) făcînd înlocuirile şi operaţiile algebrice simple se obţine:

$$d\omega = -\frac{2}{3}\frac{a\omega_0}{b^2U_1^4\left(\frac{a}{bU_1^2} - \frac{3}{4}\right)^3}\left[\left(k_1 - \frac{3}{4}k_2 U_1^2\right)dE + \frac{1}{Z^2}dZ\right]. \tag{10}$$

În concluzie, fiind dat punctul de funcţionare al oscilatorului, definit prin parametrii E şi Z şi cunoscînd caracteristica organului cu rezistenţa negativă (analitic sau experimental) se calculează:

a) amplitudinea oscilaţiilor cu relaţia (3);

b) frecvenţa de rezonanţă a circuitului cu relaţia (4);

c) frecvenţa oscilaţiilor cu relaţia (6);

d) derivatele f_1' şi f_2' cunoscînd funcţiile f_1 şi f_2;

e) pentru aprecierea stabilităţii de frecvenţă stau la dispoziţie toate elementele calculului relaţiei (10)

$$\Delta\omega = -C(A\Delta E + B\Delta Z) \tag{10'}$$

unde:

$$C = \frac{2}{3}\frac{a\omega_0}{b^2U_1^4\left(\frac{a}{bU_1^2} - \frac{3}{4}\right)^3}$$

$$A = k_1 - \frac{3}{4}k_2 U_1^2$$

$$B = \frac{1}{Z^2}$$

$$Z = \frac{R_s\frac{L}{Cr}}{R_s + \frac{L}{Cr}} = \frac{R_s Z_0}{R_s + Z_0}$$

Verificarea experimentală

Ne propunem să verificăm experimental rezultatele de mai sus. Organul de rezistenţă negativă — tip dinatron (N) — este realizat sub forma unui circuit Eccles-Jordan; la bornele A şi B între care organul prezintă rezistenţa negativă ρ, conectăm circuitul oscilant şi rezistenţa variabilă R_s (fig. 3) [2]. Experimental s-au ridicat caracteristicile $i = f(u)$ pentru diferite valori ale tensiunii de polarizare a grilelor, considerată drept parametrul E. Aceste caracteristici se aproximează cu caracteristici de gradul 3. Atît caracteristicile experimentale, cît şi cele

[2]) Montajul nu funcţionează decît la frecvenţe joase, avînd sursele anodice montate între tub şi sarcină.

obţinute analitic, sînt trasate pe diagrama din fig. 4. Caracteristicile analitice sînt figurate cu linie continuă iar cele experimentale cu linie întreruptă. Coeficienţii a şi b sînt de asemenea funcţii de parametrul E şi au rezultat din aproximarea analitică

$$\left.\begin{aligned} U_1 &= f(R_s) \\ \omega &= \varphi(R_s) \end{aligned}\right\} \text{ pentru } E = \text{const.}$$

$$\left.\begin{aligned} U_1 &= F(E) \\ \omega &= \Phi(E) \end{aligned}\right\} \text{ pentru } R = \text{const.}$$

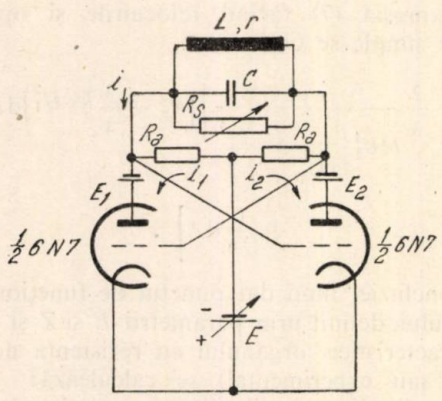


Fig. 3. Schema montajului realizat pentru verificarea experimentală:

$L = 12$ H, $C = 0{,}2\ \mu F$, $r = 430\ \Omega$, $R_a = 10$ k Ω, $E_1 = E_2 = 150$ V.

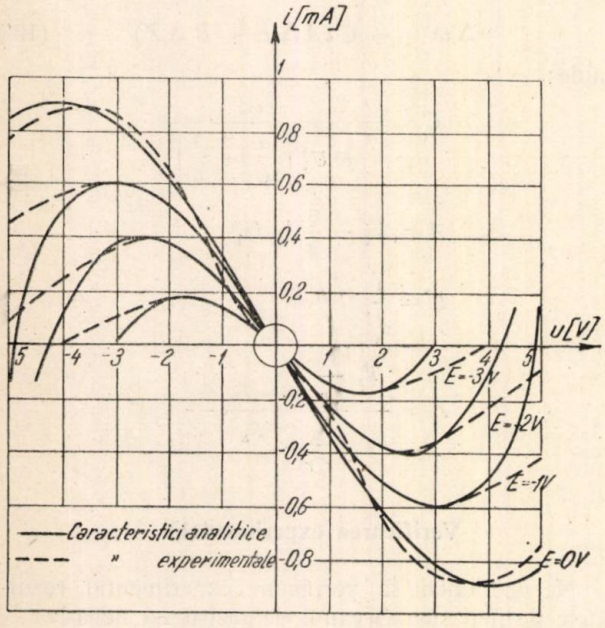


Fig. 4. Caracteristicile $i = f(u)$.

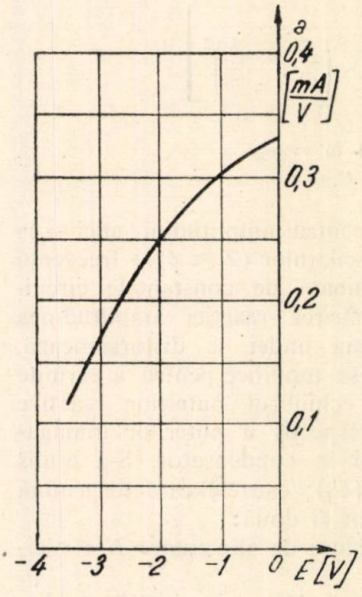


Fig. 5. Variaţia coeficientului a funcţie de tensiunea de polarizare a grilelor E.

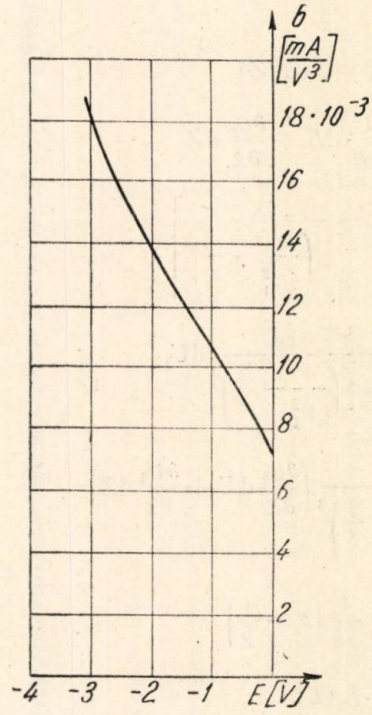


Fig. 6. Variaţia coeficientului b funcţie de tensiunea de polarizare a grilelor E.

a caracteristicilor. Funcţiunile sînt reprezentate pe diagrama din fig. 5 şi diagrama din fig. 6. În experienţă, pentru a se evita influenţa eventualelor fluctuaţii ale surselor anodice E_1 şi E_2, acestea au fost stabilizate.

Întrucît mărimile care pot determina variaţia amplitudinii oscilaţiilor deci şi a frecvenţei sînt două, una trebuie considerată parametru iar cealaltă variabilă. Se obţin astfel experimental formulele:

Aceste două familii sînt reprezentate pe diagramele din fig. 7 şi 8.

Măsurarea experimentală a frecvenţei s-a făcut prin comparaţie cu frecvenţa unui oscilator de joasă frecvenţă tip RFT, iar ca detector s-a utilizat osciloscopul catodic.

În concluzie, avînd un oscilator care se reduce la schema echivalentă din fig. 1, a se poate aplica, fie metoda expusă fie chiar rezultatele obţinute,

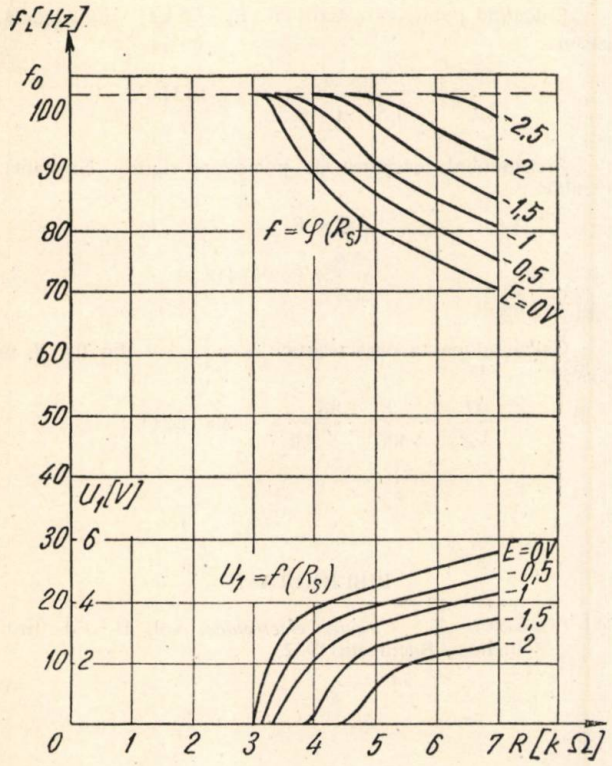


Fig. 7. Reprezentarea familiei de curbe $U_1 = f(R_s)$ şi $\omega = \varphi(R_s)$ pentru $E = \text{const.}$

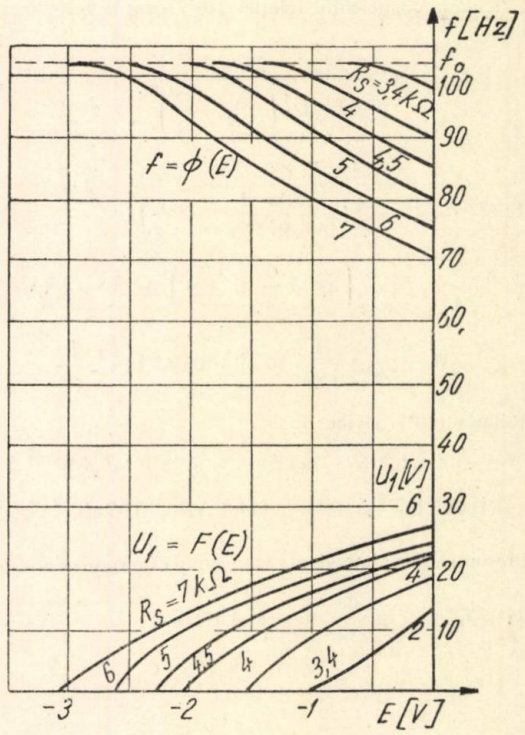


Fig. 8. Reprezentarea familiei de curbe $U_1 = F(E)$ şi $\omega = F(E)$ pentru $R = \text{const.}$

pentru a aprecia stabilitatea frecvenţei cu variaţia parametrilor montajului.

Trebuie menţionat că aceste rezultate concordă cu cele experimentale numai dacă amplitudinea oscilaţiilor nu depăşeşte limita pentru care caracteristica organului $i = f(u)$ (v. fig. 4) poate fi aproximată cu o curbă de gradul III. Pentru a evita aceste erori la amplitudini ce depăşesc această limită (în cazul nostru $U_{1\,max} \approx 4$ V) caracteristica organului ar trebui aproximată cu o curbă de gradul 5.

ANEXA 1.

Verificarea rezultatelor experimentale

Să verificăm aceste rezultate, cu ajutorul relaţiilor stabilite. Fie un punct de funcţionare definit prin: $E = -1$ V şi $R_s = 5$ k Ω

$$Z_0 = \frac{L}{Cr} = \frac{12.10^{-3}}{0{,}2.10^{-6} \cdot 430} = 140.10^3\ \Omega$$

$$Z = \frac{R_s Z_0}{R_s + Z_0} = \frac{5.140}{5 + 140} = 4{,}83\ \text{k}\Omega.$$

Din fig. 5 şi 6 rezultă: $a = 0{,}3$ mA/V $= 3.10^{-4}$ A/V şi $b = 10{,}6.10^{-3}$ mA/V^3 $= 10{,}6.10^{-6}$ A/V^3

Aplicăm relaţia (3):

$$U_1^2 = \frac{4}{3b}\left(a - \frac{1}{Z}\right)$$

$$U_1 = \sqrt{\frac{4}{3.10{,}6.10^{-6}}\left(3.10^{-4} - \frac{1}{0{,}483}\,10^{-4}\right)} = 3{,}43\ \text{V}$$

Din fig. 7 şi 8 rezultă: $U_1 = 3{,}2$ V.

Eroarea relativă este: $\varepsilon = \dfrac{3{,}43 - 3{,}2}{3{,}2} = 0{,}07$

Aplicăm relaţia (4) $\omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{LC}}$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{12.10^{-3} \cdot 0{,}2.10^{-6}}} = 103\ \text{Hz}.$$

Din diagrame rezultă că frecvenţa tinde la limita de amorsare a oscilaţiilor către 102 Hz.

Frecvenţa oscilaţiilor o calculăm cu relaţia (6):

$$\omega = \omega_0\left[1 - \frac{1}{\left(\dfrac{a}{bU_1^2} - \dfrac{3}{4}\right)^2}\right]$$

$$f = 102\left[1 - \frac{1}{\left(\dfrac{3.10^{-4}}{10{,}6.10^{-6} \cdot 3{,}43^2} - \dfrac{3}{4}\right)^2}\right] = 92\ \text{Hz}.$$

Din diagrame rezultă: $f = 91$ Hz.

Calculăm derivatele $f_1'(E)$ şi $f_2'(E)$ în punctul de funcţionare $E = -1$ V:

$$k_1 = \left[\frac{da}{dE}\right]_{E=-1} = 45.10^{-6}\ \text{A/V}^2$$

$$k_2 = \left[\frac{db}{dE}\right]_{E=-1} = -\,3.10^{-6}\ \text{A/V}^4$$

Calculăm coeficienţii relaţiei (10′) pentru estimarea stabilităţii:

$$C = \frac{2af_0}{3b^2U_1^4\left(\frac{a}{bU_1^2} - \frac{3}{4}\right)^3} =$$

$$= \frac{2 \cdot 3.10^{-4} \cdot 102}{3.10,6^2 \cdot 10^{-12} \cdot 3,2^4 \left(\frac{3.10^{-4}}{10,6.10^{-6}3,2^2} - \frac{3}{4}\right)^3} = 2,26.10^5 \ \Omega \text{ Hz}$$

$$A = k_1 - \frac{3}{4}k_2U_1^2 = \left(45 + \frac{3}{4} \cdot 3 \cdot 3,2^2\right)10^{-6} = 6,8.10^{-5}\frac{A}{V^2}$$

$$B = \frac{1}{Z^2} = \frac{1}{4.83^2}10^{-6} = 0,043.10^{-6}\frac{1}{\Omega^2}$$

Relaţia (10′) devine:

$$\Delta f = -C(A\Delta E + B\Delta Z) = -2,28.10^5(6,8.10^{-5}\Delta E +$$

$$+ 0,043.10^{-6}\Delta Z) = -(15,4\Delta E + 0,97.10^{-2}\Delta Z).$$

Presupunem că impedanţa circuitului este riguros constantă.

Atunci: $\Delta Z = 0$ şi $\frac{\Delta f}{\Delta E} = -15,4$ Hz/V.

Calculînd panta caracteristicii $R_s = 5\,k\Omega$ din fig. 8, găsim:

$$\frac{\Delta f}{\Delta E} = \frac{98 - 85}{-1,5 - (-0,5)} = -13 \text{ Hz/V}.$$

Presupunînd tensiunea de polarizare riguros constantă, rezultă:

$$\Delta E = 0$$

$$\frac{\Delta f}{\Delta Z} = 0,0097 \text{ Hz}/\Omega$$

Calculînd panta caracteristicii $E = -1$ V din fig. 7, se găseşte:

$$\frac{\Delta f}{\Delta Z} = \frac{96 - 88}{4\,500 - 5\,500} = 0,008 \text{ Hz}/\Omega.$$

BIBLIOGRAFIE

[1] TĂNĂSESCU, T.: *Circuite electronice*, vol. II, Ed. Inst. Politehnic, Bucureşti, 1952.

ALEXANDRU ŞTEFĂNESCU *

Calculul fizic al reactoarelor eterogene: uraniu natural-grafit

CZ 621.039.42.001.24

I. TEORIA MICROSCOPICĂ A REŢELEI

1. Introducere

Faptul că în energetica nucleară reactoarele eterogene termice de tip uraniu natural-grafit răcite cu gaze par a fi foarte promiţătoare din punct de vedere economic [1]) (după ultimele comunicări) ne îndreptăţeşte să prezentăm cititorilor noştri un studiu privitor la calculul acestor reactoare cu exemplificări numerice. Linia adoptată de englezi de a construi cîteva mari centrale electronucleare cu reactoare de acelaşi tip cu cel arătat, cum sînt:

Centrala Calder Hall cu 2 reactoare a 180 MW
Centrala Scotland cu 2 reactoare a 625 MW
Centrala Bradwell cu 2 reactoare a 540 MW
Centrala Barkeley cu 2 reactoare a 500 MW

cît şi faptul că în domeniul energetic proiectele şi realizările englezilor au depăşit pe cele ale americanilor, justifică cele de mai sus.

Studiul are o parte teoretică care constituie tratarea clasică a acestor probleme şi care este aplicabilă şi altui tip de reactor (eterogen cu H_2O sau D_2O) şi o parte practică de calcul în care sînt aplicate rezultatele teoretice numai reactoarelor eterogene de tip uraniu natural-grafit răcit cu aer.

Prima parte a articolului prezentată în numărul de faţă al revistei, se ocupă cu deducerea formulelor pentru factorii care influenţează multiplicarea neutronilor într-un mediu eterogen, iar în cele din urmă se calculează factorul de multiplicare a neutronilor pentru o reţea de dimensiuni infinite. In partea a doua se vor calcula lungimea de încetinire, de difuzie, laplaceanul şi dimensiunile reactorului critic, fără şi cu reflector şi în cele din urmă încărcarea critică. Toate consideraţiile care vor urma, în cazul că nu au o menţiune specială, se fac în ipoteza unui reactor de formă cilindrică.

De fapt, împărţirea articolului în două părţi corespunde celor două moduri diferite de a studia succesiv problema, şi anume: puterea de multiplicare a mediului eterogen depinde de felul cum sînt dispuse elementele combustibil nuclear şi moderator, raportul dintre numărul atomilor lor din unitatea de volum, de proprietăţile nucleare ale substanţelor etc., şi denumit *studiul microscopic al reţelei*, iar proprietăţile globale ale reţelei, legate de dimensiunile şi forma ei, de mediul cu care este delimitată, constituie *studiul macroscopic al reactorului*.

*) Ing. AL. STEFĂNESCU este cercetător la Institutul de Fizică Atomică al Academiei R.P.R.

[1]) De fapt, economicitatea variază de la ţară la ţară, în funcţie de resursele ei în materiale nucleare cum şi de tehnica ei.

Mărimea cea mai importantă din studiul microscopic este factorul de multiplicare al neutronilor k. Pentru înţelegerea sensului ei să analizăm, pe scurt, evoluţia unei generaţii de neutroni într-o reţea eterogenă. Presupunem că la clipa iniţială $t = 0$, în reţea există n neutroni termici care sînt capturaţi în uraniu. O parte din cei capturaţi, vor produce fisiunea izotopului 235 şi numărul mediu al neutronilor apăruţi în combustibil în urma capturii unui neutron în combustibil va fi η. Valoarea lui η depinde de gradul de concentraţie al izotopului 235 în uraniu. Pentru uraniu natural, $\eta = 1{,}32$. În urma acestui fapt s-au produs $n\,\eta$ neutroni rapizi. Însă neutronii rapizi cu energii superioare de 1,1 MeV pot produce fisiunea U-238. Şi, deoarece numărul mediu al neutronilor rapizi emişi într-o fisiune este mai mare decît unitatea, numărul neutronilor rapizi se va mări datorită acestui fenomen. Deci, din cei $n\,\eta$ neutroni rapizi, se vor obţine $n\,\eta\,\varepsilon$ neutroni rapizi, unde ε este factorul de fisiune la neutroni rapizi şi se defineşte ca fiind raportul dintre numărul total al neutronilor rapizi produşi datorită neutronilor de toate energiile (rapizi şi termici) către numărul neutronilor rezultaţi numai din fisiuni cu neutroni termici. Neutronii rapizi rezultaţi $n\,\eta\,\varepsilon$ se vor încetini. Dacă în timpul încetinirii unii din ei care vor avea energia în jurul a 7 eV vor trece pe lîngă U^{238}, atunci ei vor avea o mare probabilitate să fie capturaţi de acesta printr-un proces radiativ. Energia de 7 eV reprezintă energia de rezonanţă a U^{238}. Totuşi, în timpul încetinirii, neutronii au o anumită probabilitate de a evita captura prin rezonanţă. Această probabilitate (mai mică decît unitatea însă foarte apropiată de ea pentru un mediu eterogen) o vom nota cu p. Deci, după încetinirea neutronilor sub nivelul de rezonanţă au rămas $n\eta\varepsilon p$ neutroni termici. Neutronii termici pot fi capturaţi, fie în moderator şi alte materiale (captură parazită), fie în uraniu-235 prin fisiune. Raportul dintre numărul total al neutronilor capturaţi în combustibil şi numărul total al celor capturaţi în combustibil, şi în moderator şi alte materiale, se numeşte factorul de utilizare termică f. Cu alte cuvinte, în ciclul urmărit, am ajuns iarăşi în punctul de unde am plecat, de data aceasta generaţia neutronilor avînd o populaţie de $n\eta\varepsilon pf$.

În acest caz, raportul neutronilor dintr-o generaţie oarecare (pentru $t = t_2$) în cazul nostru $n\eta\varepsilon pf$, faţă de numărul neutronilor din generaţia anterioară (corespunzător clipei $t = t_1$) îl vom denumi *factorul de multiplicare* al mediului infinit şi este egal deci cu:

$$k_\infty = \frac{n\eta\varepsilon pf}{n} = \eta\varepsilon pf. \qquad (1)$$

Expresia (1) se mai numeşte şi formula celor patru factori.

În cele de mai sus, am considerat mediul de dimensiuni suficient de mari ca să poată fi presupuse infinite, adică am presupus că nu există pierderi de neutroni în exterior. Pentru a ţine seamă de aceste pierderi, deci pentru a analiza cazul real al unui reactor de dimensiuni finite, trebuie să înmulţim k [2]) cu probabilitatea evitării pierderilor de neutroni în exterior P şi atunci obţinem:

$$k_{ef} = k_\infty P = \eta\varepsilon pf \cdot P \qquad (2)$$

în care k_{ef} se numeşte *factorul de multiplicare efectivă* al neutronilor pentru un mediu finit.

Dimensiunile critice ale reactorului sînt acelea pentru care $k_{ef} = 1$, adică acelea pentru care există următorul echilibru în bilanţul neutronilor din fiecare ciclu:

$$n \text{ produşi} = n \text{ pierduţi în exterior} + n \text{ capturaţi} \qquad (3)$$

şi care se mai numeşte şi legea conservării neutronilor. Pentru a realiza un reactor critic de dimensuni cît mai mici, trebuie să construim un mediu pentru care k_∞ să fie cît mai mare peste unitate.

În cele ce urmează, vom studia cum se calculează cei patru factori ce intră în formula (1) pentru o reţea eterogenă uraniu natural grafit.

Un reactor eterogen sau, cu alte cuvinte, o reţea formată din uraniu şi grafit se caracterizează prin forma reţelei (pătrată, exagonală etc.) şi prin parametrii reţelei ca pasul, înălţimea etc.

Reţeaua eterogenă cu neutroni termici pe care o vom studia are următoarele caracteristici:

a) reţeaua are forma unui cilindru avînd raza egală cu înălţimea;

b) substanţele care formează reţeaua sînt: uraniu natural, grafitul ca moderator şi aerul ca agent de răcire;

c) reţeaua este înconjurată de un reflector din grafit;

d) uraniul este sub forma unor cilindri aşezaţi în grafit în colţurile unui pătrat (reţea pătrată);

e) raza barei de uraniu o vom nota cu a;

f) raza celulei o vom nota cu b (raza celulei echivalente), astfel încît unei celule îi revine suprafaţa πb^2;

g) răcirea barelor de uraniu se face cu aer, spaţiul inelar din jurul barei prevăzut în acest scop avînd grosimea $c-a$ (c fiind raza externă a spaţiului inelar);

h) mantaua de protecţie a uraniului este din aluminiu de grosime t.

2. Coeficientul η

Presupunem că un neutron termic este capturat în U^{235} şi se produce fisiunea uraniului. În urma acestui fapt, nucleul se rupe în două sau trei fragmente, fiind emişi şi un număr mediu ν de neutroni suplimentari rapizi. Numărul mediu al acestor neutroni este indicat în tabela 1.

Tabela 1

Nucleul fisionabil	Numărul mediu al neutronilor emişi ν dintr-o fisiune
Uraniu^{235}	2,5±0,1
Plutoniu^{239}	3,0±0,1

[2]) În cele ce urmează vom scrie simplu k în loc de k_∞ şi vom înţelege că este vorba de coeficientul de multiplicare pentru mediu infinit.

Însă nu toţi neutronii capturaţi în substanţa combustibilă produc fisiuni. Pentru aceasta, cantitatea care va determina valoarea coeficientului de multiplicare nu este ν ci η, care reprezintă numărul mediu

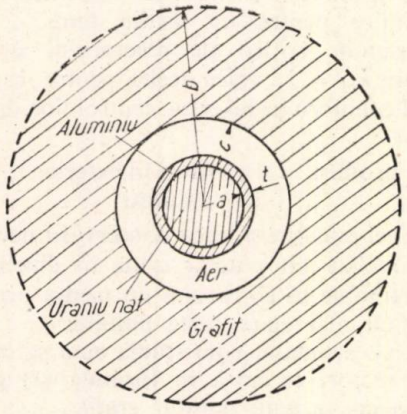


Fig. 1 Celula reţelei uraniu natural-grafit.

al neutronilor emişi pentru fiecare neutron absorbit în combustibil (atît în U^{235} cît şi în U^{238}). Legătura dintre aceste mărimi se exprimă prin relaţia:

$$\eta = \nu \frac{\text{numărul neutronilor care au produs fisiuni}}{\text{numărul total al neutronilor capturaţi în combustibil}} \quad (4)$$

Exprimînd mărimile raportului de mai sus prin constante fizice şi nucleare, se obţine:

$$\eta = \nu \frac{\Sigma_f\,(235)}{\Sigma_f\,(235) + \Sigma_c\,(235) + \Sigma_c\,(238)} =$$

$$\nu = \frac{N(235)\ \sigma_f\,(235)}{[\sigma_f\,(235) + \sigma_c\,(235)]\ N(235) + N(238)\ \sigma_c\,(238)} \cdot \quad (5)$$

Împărţind atît numărătorul, cît şi numitorul termenului doi al relaţiei de mai sus la N (235) ecuaţia (5) devine:

$$\eta = \nu \frac{\sigma_f\ (235)}{\sigma_f\,(235) + \sigma_c\ (235) + \sigma_c\ (238)/r}, \quad (6)$$

în care σ_f (235) este secţiunea microscopică de fisiune a izotopului U^{235}, σ_c (235) şi σ_c (238) secţiunea de captură a U^{235} respectiv a U^{238}, iar $r = N(235)/N(238)$ este raportul dintre numărul atomilor de U^{235} către cel al U^{238} din 1 cm^3. Reamintim că, în general, $\Sigma = N\sigma$ pentru un anumit proces. Pentru uraniu natural

Tabela 2

Izotopul	Concentraţia în procente %
234	0,006
235	0,712
238	99,282

avînd compoziţia izotopică indicată în tabela 2 şi utilizînd următoarele constante:

σ_f (235) = 549 barni
σ_c (235) = 101 barni
σ_c (238) = 2,80 barni
$\frac{N(235)}{N(238)} = 0{,}00717$

rezultă conform formulei (6) următoarea valoare: $\eta = 1{,}32$.

În urma experienţelor exponenţiale efectuate la Chicago între 1941—1944, s-a obţinut valoarea $\eta = 1{,}315 \pm 0{,}004$ care este foarte apropiată de valoarea teoretică.

Valoarea factorului η poate fi îmbunătăţită dacă se ridică concentraţia uraniului în izotopul 235. Pe baza formulei (6) s-au calculat valorile η pentru diferite grade de îmbogăţire iar rezultatele le-am reprezentat în diagrama din fig. 2. Se vede că creşterea

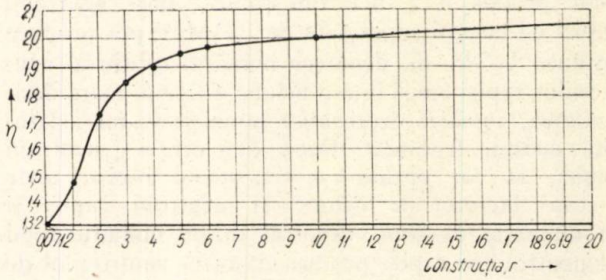


Fig. 2 Variaţia lui η cu îmbogăţirea uraniului în U^{235}.

cea mai rapidă a lui η se produce pentru concentraţii cuprinse între 0,0712 % şi 10% cînd pentru ultima atinge valoarea de 2,02. Pentru concentraţia de 100% adică pentru uraniu 235 pur $\eta = 2{,}11$ valoare care nu diferă relativ prea mult faţă de cea pentru 10 %. Or, faţă de investiţiile necesare în anumite cazuri, pentru mărirea concentraţiei peste limita de 10 %, îmbogăţirea nu mai apare economică decît în cazuri cu totul speciale.

În cazul uraniului 235 pur, formula (6) capătă forma:

$$\eta = \frac{\nu}{1+\alpha} \quad (7)$$

în care $\alpha = \frac{\sigma_c\ (235)}{\sigma_f\ (235)}$.

Pentru a micşora dimensiunile critice şi a obţine fluxuri puternice de neutroni, în cazul reactoarelor experimentale se procedează în mod frecvent la utilizarea unui combustibil îmbogăţit.

La reactoarele energetice însă se tinde spre folosirea drept combustibil a uraniului natural, deoarece acesta posedă o calitate importantă faţă de cel îmbogăţit, şi anume coeficientul de reproducere a combustibilului, adică de formare a Pu-239 este mai mare la acesta şi deci în decursul timpului în reactor se produce plutoniu în cantităţi apreciabile, care poate fi recuperat şi astfel valoarea kWh produs scade.

3. Coeficientul de utilizare termică

Reactoare omogene. Coeficientul de utilizare termică f este raportul dintre numărul neutronilor termici capturaţi în uraniu, către numărul total al neutronilor termici capturaţi în toate substanţele. Numărul neutronilor capturaţi într-o substanţă este egal cu $V\Sigma_c\,\Phi$, în care V reprezintă volumul substanţei

Σ_c [3])= $N\,\sigma_c$ secţiunea macroscopică de captură la neutroni termici ai substanţei respective, iar Φ este fluxul mediu al neutronilor termici la care este supusă substanţa studiată. În consecinţă, valoarea lui f pentru un mediu omogen (format din combustibil, moderator şi o substanţă care să intervină constructiv), este:

$$f = \frac{V_0 \Sigma_0 \overline{\Phi}_0}{V_0 \Sigma_0 \overline{\Phi}_0 + V_1 \Sigma_1 \overline{\Phi}_1 + V_2 \Sigma_2 \overline{\Phi}_2}, \qquad (8)$$

unde indicele 0,1,2 se referă la combustibil, moderator şi respectiv o impuritate (material de structură—Al de exemplu). Dacă vom considera raportul inversului lui f, termenii parţiali din membrul doi vor reprezenta absorbţiile relative la uraniu ale neutronilor termici, în diversele substanţe, adică:

$$\frac{1}{f} = \frac{V_0 \Sigma_0 \overline{\Phi}_0}{V_0 \Sigma_0 \overline{\Phi}_0} + \frac{V_1 \Sigma_1 \overline{\Phi}_1}{V_0 \Sigma_0 \overline{\Phi}_0} + \frac{V_2 \Sigma_2 \overline{\Phi}_2}{V_0 \Sigma_0 \overline{\Phi}_0}. \qquad (9)$$

În cazul reactoarelor omogene, fluxurile medii ale neutronilor termici $\overline{\Phi}_0$, $\overline{\Phi}_1$, $\overline{\Phi}_2$ sînt egale între ele (considerăm şi fluxul uniform în tot reactorul) şi formula (9) se scrie astfel simplificată:

$$\frac{1}{f} - 1 = \frac{V_1 N_1 \sigma_1}{V_0 N_0 \sigma_0} + \frac{V_2 N_2 \sigma_2}{V_0 N_0 \sigma_0}, \qquad (10)$$

unde $\frac{1}{f} - 1$ reprezintă cantitatea neutronilor termici capturaţi în celelalte materiale fără uraniu, către numărul neutronilor capturaţi în uraniu, $N_1\,\sigma_1$ şi $N_2\,\sigma_2$ reprezintă secţiunea macroscopică de captură a moderatorului respectiv a aluminiului, iar $N_0\,\sigma_0$ — aceeaşi mărime pentru uraniu.

Reactoare eterogene. Pentru reactoarele eterogene, în care combustibilul este distribuit sub formă de bare cilindrice în cazul nostru înconjurate de moderator

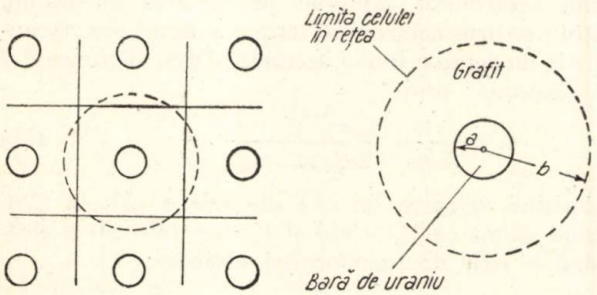


Fig. 3 Celula elementară a unei reţele eterogene.

din grafit, formula (10) nu mai este valabilă decît pentru unele consideraţii calitative. În cazul unei reţele ca cea din fig. 3, fluxul neutronilor termici nu mai este constant în toate materialele celulei (deci în secţiunea celulei) şi atunci relaţia (10) se scrie astfel:

$$\frac{1}{f} - 1 = \frac{V_1}{V_0} \cdot \frac{N_1 \sigma_1}{V_0 \sigma_0} \cdot \frac{\overline{\Phi}_1}{\overline{\Phi}_0}, \qquad (11)$$

unde pentru simplificare am considerat o celulă simplă formată numai din uraniu (fără manta de aluminiu) şi grafit şi fără spaţiu pentru fluidul de răcire. Problema care rămîne de rezolvat este aflarea valorilor lui $\overline{\Phi}_1$ şi $\overline{\Phi}_0$. Pentru aceasta vom da cîteva indicaţii asupra felului în care se face studiul unei reţele.

a. *Ipotezele simplificatoare.* Presupunem barele de uraniu de formă cilindrică plasate în grafit sub forma unei reţele pătrate. Pentru uşurarea calculului, se vor face următoarele ipoteze simplificatoare:

Vom presupune că densitatea încetinirii [4]) neutronilor este constantă în moderator şi egală cu zero în uraniu. Această condiţie se respectă cînd distanţa dintre barele de uraniu nu este prea mare în comparaţie cu lungimea de încetinire.

Împărţim reţeaua în celule elementare simple şi admitem că secţiunea pătrată poate fi înlocuită cu o secţiune circulară de aceeaşi suprafaţă.

Admitem că se poate aplica teoria elementară a difuziei.

Nici una din aceste ipoteze nu este respectată cu stricteţe. Calcule mai exacte efectuate cu metode speciale au arătat că teoria difuziei dă erori însemnate. Totuşi datorită simplităţii ei şi în anumite cazuri, ne putem mulţumi cu aproximaţia obţinută pe această cale.

Dacă lungimea unei celule este mult mai mare decît raza ei, problema se reduce la studiul distribuţiei neutronilor într-un plan transversal al celulei. În continuare vom utiliza metoda unigrupală, adică admitem că neutronii pot fi incluşi într-o singură grupă de energie deoarece am presupus că densitatea încetinirii este constantă în grafit şi zero în uraniu.

b. *Scrierea ecuaţiilor difuziei.* Faza următoare a problemei constă în scrierea ecuaţiei difuziei neutronilor termici pentru fiecare mediu al celulei în parte: pentru bara de uraniu avem:

$$D_0 \nabla^2 \Phi_0 - \Sigma_0 \Phi_0 = 0 \qquad (12)$$

iar pentru grafit ecuaţia difuziei are forma:

$$D_1 \nabla^2 \Phi_1 - \Sigma_1 \Phi_1 + q = 0, \qquad (13)$$

în care:

D este coeficientul de difuzie;

Σ — secţiunea macroscopică de captură pentru neutroni termici;

q — numărul neutronilor termici produşi în unitatea de volum şi unitatea de timp;

$\nabla^2 = \Delta$ este operatorul lui Laplace, iar indicii o şi 1, ca şi mai înainte, se referă la uraniu şi grafit. Termenul q, care este o constantă, apare numai la moderatorul grafit, deoarece neutronii termici monocinetici se nasc numai în grafit unde se produce încetinirea neutronilor rapizi.

[3]) În cazul în care se scrie numai Σ fără indice, înseamnă că se referă la captură deci este Σ_c sau σ_c, pentru simplificarea notaţiilor.

[4]) Densitatea încetinirii neutronilor reprezintă numărul neutronilor, raportat la 1 cm² şi 1 s, a căror energie trece în cursul încetinirii prin valoarea E.

c. *Condiţiile la limită.* Soluţiile ecuaţiilor diferenţiale (12) şi (13) trebuie să satisfacă o serie de condiţii la limită:

La limita uraniu-grafit fluxul neutronilor este continuu, adică:

$$\Phi_0 = \Phi_1 \text{ pentru } r = a.$$

Continuitatea densităţii fluxului neutronilor la limită uraniu-grafit, adică:

$$D_0 \frac{d\Phi_0}{dr} = D_1 \frac{d\Phi_1}{dr} \text{ pentru } r = a.$$

La limita exterioară a celulei, componenta radială a densităţii fluxului neutronilor trebuie să se anuleze deoarece atîţia neutroni cîţi ies din celulă afară tot atîţia trebuie să intre pentru a se conserva numărul lor şi deci:

$$\frac{d\Phi_1}{dr} = 0 \text{ pentru } r = b,$$

valoarea zero a coordonatei r fiind în axa celulei.

d. *Soluţiile ecuaţiilor diferenţiale.* Pentru rezolvarea ecuaţiei (12) o vom împărţi la D_0 iar raportul Σ_0/D_0 îl vom înlocui cu $\varkappa_0^2$ care este inversul lungimii de difuzie a neutronilor termici în uraniu, deci ecuaţia (12) devine:

$$\nabla^2\Phi_0 - \varkappa_0^2\Phi_0 = 0, \tag{14}$$

care în coordonate cilindrice are forma

$$\frac{d^2\Phi_0}{dr^2} + \frac{1}{r}\frac{d\Phi_0}{dr} - \varkappa_0^2\,\Phi_0 = 0. \tag{15}$$

Înmulţind ecuaţia (15) cu r^2 şi făcînd substituţia $y = \varkappa_0 r$, ea devine:

$$y^2\frac{d^2\Phi_0}{dy^2} + y\frac{d\Phi_0}{dy} - y^2\Phi_0 = 0. \tag{16}$$

Ecuaţia difuziei sub această formă reprezintă o ecuaţie diferenţială de tip Bessel modificată[5]) iar soluţia ei generală este

$$\Phi_0 = AI_0(y) + BK_0(y) \tag{17}$$

şi revenind la vechile variabile

$$\Phi_0 = AI_0(\varkappa_0 r) + BK_0(\varkappa_0 r), \tag{18}$$

unde A şi B sînt nişte constante arbitrare ce trebuie determinate din condiţiile la limită, iar I_0 şi K_0 reprezintă funcţiile Bessel modificate de ordinul zero şi gradul unu şi respectiv gradul doi.

Pentru ca fluxul să nu devină infinit în axa barei, deoarece pentru $r = 0$ $K_0(0) = \infty$, termenul în K_0 trebuie eliminat şi mai rămîne:

$$\Phi_0 = AI_0(\varkappa_0 r). \tag{19}$$

Procedînd în mod analog cu ecuaţia (13) care este neomogenă, pentru partea omogenă obţinem o soluţie identică cu (18), adică:

$$\Phi_1 \text{ (omogen)} = CI_0(\varkappa_1 r) + FK_0(\varkappa_1 r), \tag{20}$$

în care C şi F sînt alte constante arbitrare. De data aceasta K_0 nu mai poate fi eliminat, deoarece domeniul moderatorului nu mai conţine axa unde $r = 0$. Obţinînd încă o soluţie particulară de forma q/Σ_1 a ecuaţiei neomogene, punînd Φ_1 este constant, soluţia generală a ecuaţiei (13) este:

$$\Phi_1 = CI_0(\varkappa_1 r) + FK_0(\varkappa_1 r) + \frac{q}{\Sigma_1} \tag{21}$$

Utilizînd condiţiile la limită arătate mai sus, obţinem următoarele relaţii:

$$\left.\begin{aligned} AI_0(\varkappa_0 a) &= CI_0(\varkappa_1 a) + FK_0(\varkappa_1 a) + \frac{q}{\Sigma_1} \\ AD_0\varkappa_0 I_1(\varkappa_0 a) &= D_1\varkappa_1[CI_1(\varkappa_1 a) - FK_1(\varkappa_1 c)]^{6}) \\ CI_1(\varkappa_1 b) &- FK_1(\varkappa_1 b) = 0 \end{aligned}\right\} \tag{22}$$

corespunzătoare respectiv celor trei condiţii la limită. Eliminînd pe C şi F din sistemul de egalităţi (22) obţinem pentru A expresia:

$$\frac{1}{A} = \frac{\Sigma_1}{q}\left\{ I_0(\varkappa_0 a) + \right.$$
$$\left. + \frac{D_0\varkappa_0 I_1(\varkappa_1 a)[I_0(\varkappa_1 a)K_1(\varkappa_1 b) + K_0(\varkappa_1 a)I_1(\varkappa_1 b)]}{D_1\varkappa_1[I_1(\varkappa_1 b)K_1(\varkappa_1 a) - I_1(\varkappa_1 a)K_1(\varkappa_1 b)]} \right\} \tag{23}$$

e. *Expresia lui f.* Acum putem calcula numărul neutronilor capturaţi pe unitatea de lungime în bara de uraniu şi în 1 s, care este egal cu (fig. 4):

$$\int_0^a 2\pi r\,\Sigma_0\Phi_0(r)\,dr = \frac{2\pi\Sigma_0 Aa}{k_0} I_1(\varkappa_0 a), \tag{24}$$

unde am înlocuit valoarea fluxului în uraniu cu expresia obţinută $AI_0(\varkappa_0 a)$ şi am integrat.

Numărul neutronilor termici produşi în moderator pe unitatea de lungime şi secundă este:

$$q\pi\,(b^2 - a^2). \tag{25}$$

Factorul de utilizare termică f este raportul numărului neutronilor capturaţi pe secundă în uraniu, către numărul neutronilor termici născuţi prin încetinire în moderator într-o secundă. Deci, mărimea $1/f$ se exprimă prin:

$$\frac{1}{f} = \frac{k_0 q\pi\,(b^2 - a^2)}{2\pi\Sigma_0 aI_1(\varkappa_0 a)} \cdot \frac{1}{A} \tag{26}$$

Înlocuind valoarea lui $1/A$ din relaţia (23) în (26), ţinînd seamă că $V_0 = \pi a^2$ şi $V_1 = \pi\,(b^2 - a^2)$ şi efectuînd o serie de transformări obţinem:

$$\frac{1}{f} - 1 = \frac{V_1}{V_0} \cdot \frac{\Sigma_1}{\Sigma_0} \cdot G_0(\varkappa_0 a) + X_1, \tag{27}$$

unde

$$G_0(k_0 a) = \frac{\varkappa_0 a}{2}\frac{I_0(\varkappa_0 a)}{I_1(\varkappa_0 a)} \tag{28}$$

$$X_1^{7}(\varkappa_1 a, \varkappa_1 b) = \frac{\varkappa_1(b^2 - a^2)}{2a} \cdot$$
$$\cdot \left[\frac{I_0(\varkappa_1 a)K_1(\varkappa_1 b) + I_1(\varkappa_1 b)K_0(\varkappa_1 a)}{I_1(\varkappa_1 b)K_1(\varkappa_1 a) - I_1(\varkappa_1 a)K_1(\varkappa_1 b)}\right] - 1 \tag{28}$$

[5]) $\varkappa_0$ este pozitiv.

[6]) Trebuie ţinut seama de proprietăţile de derivabilitate ale funcţiei Bessel.

[7]) În cazul de faţă nu există spaţiu de răcire a barelor de uraniu şi deci $c = a$.

$G_0(\varkappa_0 a)$ este o cantitate care depinde numai de uraniu, iar X_1 $(\varkappa_1 a, \varkappa_1 b)$ depinde numai de proprietăţile moderatorului şi de dimensiunile a şi b. Se poate arăta că $G_0(\varkappa_0 a)$ reprezintă raportul dintre fluxul neutronilor la suprafaţa barei către fluxul mediu din interiorul barei.

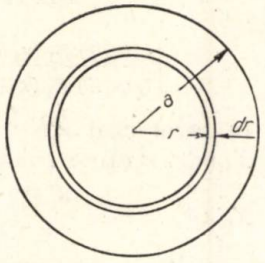


Fig. 4. Secţiune în bara de uraniu.

O expresie mai simplificată cînd nu se dispune de tabele cu funcţii Bessel o constituie o dezvoltare a funcţiei $G_0\ (\varkappa_0 a)$:

$$G_0\ (\varkappa_0 a) = \frac{\varkappa_0 a}{2}\frac{I_0\ (\varkappa_0 a)}{I_1\ (\varkappa_0 a)} = 1 + \frac{1}{2}\left(\frac{\varkappa_0 a}{2}\right)^2 + \frac{1}{12}\left(\frac{\varkappa_0 a}{2}\right)^4 + \ldots \quad (29)$$

din care cu o suficientă precizie, ne putem mulţumi cu primii trei termeni. Eroarea comisă este de ordinul a 0,0001. Pentru calcule mai rapide s-a întocmit o diagramă (fig. 5) a funcţiei $G_0 = G_0(\varkappa_0 a)$ pentru domeniul necesar reţelelor uraniu natural-grafit.

Pentru motive pe care le vom analiza în continuare vom scrie expresia (27) sub o formă şi mai simplificată:

$$\frac{1}{f} - 1 = R + S, \quad (30)$$

unde

$$R = \frac{V_1}{V_0}\frac{\Sigma_1}{\Sigma_0} G_0\ (\varkappa_0 a) \quad \text{şi} \quad S = X_1.$$

Termenul R denumit *termenul absorbţiei relative* reprezintă numărul neutronilor termici capturaţi în moderator relativ la un neutron termic capturat în

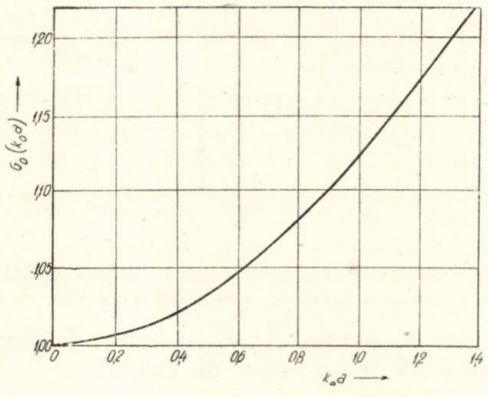


Fig. 5. Funcţia $G_0(\varkappa_0 a)$.

combustibil, dacă densitatea neutronilor termici în moderator este constantă şi egală cu cea de la suprafaţa barei de uraniu. Dacă reprezentăm distribuţia fluxurilor obţinute în (19) şi (21) observăm că în zona moderatorului din jurul barei de uraniu fluxul suferă o depresiune (curba A, fig. 6) spre deosebire de cazul ipotetic în care am presupus că distribuţia densităţii neutronilor este constantă în moderator (curba B).

Termenul S_1 denumit *termenul de absorbţie suplimentară* reprezintă numărul suplimentar al neutronilor capturaţi în moderator relativ la un neutron absorbit în uraniu, datorită faptului că fluxul neutronilor în moderator este superior fluxului de la suprafaţa barei de uraniu.

f. *Reţea reală uraniu-grafit.* Însă o reţea reală de uraniu şi grafit nu este compusă numai din cele două

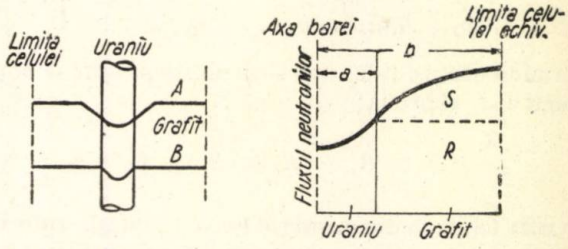


Fig. 6. Distribuţia fluxurilor.

elemente principale arătate mai sus. Pentru a evacua căldura degajată în bara de uraniu, în jurul ei se amenajează un spaţiu inelar prin care va circula fluidul de răcire în cazul nostru aer (considerăm că are secţiunea de captură zero). Pe deasupra barele de uraniu trebuie protejate într-o manta de aluminiu sau zirconiu pentru a le feri atît de coroziune cît şi de interacţiunea chimică şi nucleară cu gazul de răcire, în cazul nostru aerul. Aluminiul însă are o valoare pentru σ_c, care nu poate fi neglijată. În urma acestor fapte atît structura, cît şi dimensiunile celulei, se schimbă şi în consecinţă şi distribuţia fluxului neutronilor se modifică faţă de cazul teoretic analizat anterior. În consecinţă, formula de calcul pentru f se va modifica.

Metoda de obţinere a lui f nu diferă principial de cea expusă anterior. Astfel, după ce se stabilesc dimensiunile celulei cum şi materialele care o formează, ca în fig. 7, se scriu ecuaţiile de difuzie ale

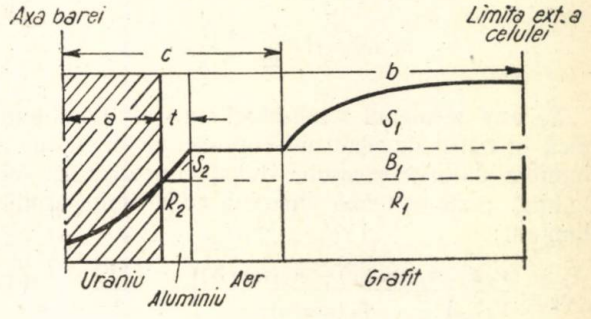


Fig. 7. Distribuţia fluxului neutronilor într-o celulă din uraniu-grafit.

neutronilor pentru cele trei zone caracteristice ale celulei (uraniu însemnat cu indicele O, grafitul cu 1, şi aluminiul cu 2), sub forma:

$$\left.\begin{aligned} D_0 \nabla^2 \Phi_0 - \Sigma_0 \Phi_0 &= 0 \\ D_2 \nabla^2 \Phi_2 - \Sigma_2 \Phi_2 &= 0 \\ D_1 \nabla^2 \Phi_1 - \Sigma_1 \Phi_1 + q &= 0 \end{aligned}\right\} \quad (31)$$

cu următoarele condiţii la limită:

$$\left.\begin{aligned} &\Phi_0 = \Phi_2 \text{ pentru } r = a \\ &\Phi_2 = \Phi_1 \text{ pentru } r = c \\ &\frac{d\Phi_1}{dr} = 0 \text{ pentru } r = b \\ &D_0 \frac{d\Phi_0}{dr} = D_2 \frac{d\Phi_2}{dr} \text{ pentru } r = a \\ &D_2 \frac{d\Phi_2}{dr} = D_1 \frac{d\Phi_1}{dr} \text{ pentru } r = a + t = c \\ &\Phi_0 = \text{finit pentru } r = 0 \end{aligned}\right\} \quad (32)$$

Urmînd aceeaşi cale ca şi la cazul simplificat se obţine pentru f expresia:

$$\frac{1}{f} - 1 = R_1 + B_1 + S_1 + R_2 + S_2, \quad (33)$$

în care termenii din membrul doi al egalităţii reprezintă termenii absorbţiilor relative (adică relative la uraniu) şi definiţi ca mai jos:

R_1 este termenul absorbţiei relative în grafit, adică numărul neutronilor capturaţi în grafit dacă fluxul neutronilor în toată zona grafitului are aceeaşi valoare ca cea de la limita uraniu-aluminiu.

$$R_1 = \frac{V_1 \Sigma_1}{V_0 \Sigma_0} G_0(\varkappa_0 a) = \frac{\Sigma_1}{\Sigma_0} \frac{b^2 - c^2}{a^2} \cdot G_0(\varkappa_0 a); \quad (34)$$

R_2 este termenul absorbţiei relative în aluminiu, adică numărul relativ al neutronilor capturaţi în aluminiu dacă fluxul neutronilor în aluminiu ar fi uniform şi egal cu fluxul de la limita uraniu-aluminiu:

$$R_2 = \frac{V_2 \Sigma_2}{V_0 \Sigma_0} \cdot G_0(\varkappa_0 a) = \frac{\Sigma_2}{\Sigma_0} \frac{2t}{a} \cdot G_0(\varkappa_0 a); \quad (35)$$

B_1 este termenul blocării (blocking) aluminiu-grafit şi reprezintă numărul relativ al neutronilor capturaţi în grafit datorită creşterii fluxului de la valoarea limitei grafit-aer (sau aluminiu-aer):

$$B_1 = \frac{V_1 \Sigma_1}{V_0 \Sigma_0} \left(\frac{\Phi_2 (\text{supraf}) - \Phi_0 (\text{supraf})}{\Phi_0 \text{ (mediu)}} \right) = (b^2 - c^2) \frac{t}{2a} \varkappa_2^1 \frac{l_t^1}{l_t^2}; \quad (36)$$

S_2 este termenul « self-blocking » al aluminiului, adică numărul de neutroni suplimentar capturaţi în aluminiu datorită excesului fluxului neutronilor din aluminiu peste valoarea fluxului de la limita uraniu-aluminiu:

$$S_2 = \frac{V_2 \Sigma_2}{V_0 \Sigma_0} \left(\frac{\Phi_2 (\text{mediu}) - \Phi_0 (\text{supraf})}{\Phi_0 (\text{mediu})} \right) = \frac{t^2 \cdot \varkappa_2^2}{2}, \quad (37)$$

S_2 este în mod obişnuit un termen foarte mic care poate fi neglijat;

S_1 este termenul absorbţiei suplimentare în grafit, adică numărul suplimentar de neutroni capturaţi în grafit datorită excesului fluxului neutronilor în grafit peste valoarea fluxului de la limita aer-grafit. Dintr-o serie de consideraţii rezultă $S_1 = X_1 (1 + R_2 + S_2)$ şi deoarece S_2 este un termen neglijabil rămîne:

$$S_1 = X_1 (1 + R_2), \quad (38)$$

în care:

$$X_1(\varkappa_1 c, \varkappa_1 b) = \frac{\varkappa_1^2 (b^2 - c^2)}{2 k_1 c} \cdot \left[\frac{I_0(\varkappa_1 c) K_1(\varkappa_1 b) + I_1(\varkappa_1 b) K_0(\varkappa_1 c)}{I_1(\varkappa_1 b) K_1(\varkappa_1 c) - I_1(\varkappa_1 c) K_1(\varkappa_1 b)} \right] - 1. \quad (39)$$

În cazul cînd $\varkappa_1 b < 0{,}4$ pentru calculul funcţiunii $X_1(\varkappa_1 c, \varkappa_1 b)$, se poate utiliza formula aproximativă:

$$X_1(\varkappa_1 c, \varkappa_1 b) = \frac{\varkappa_1^2 b^2}{2} \left[\frac{b^2}{b^2 - c^2} \ln \frac{b}{c} - \frac{3}{4} + \frac{c^2}{4b^2} \right], \quad (40)$$

care dă o aproximaţie de 0,001. Pentru calcule rapide valorile funcţiei $X_1(\varkappa_1 c, \varkappa_1 b)$ se pot obţine din diagrama fig. 8.

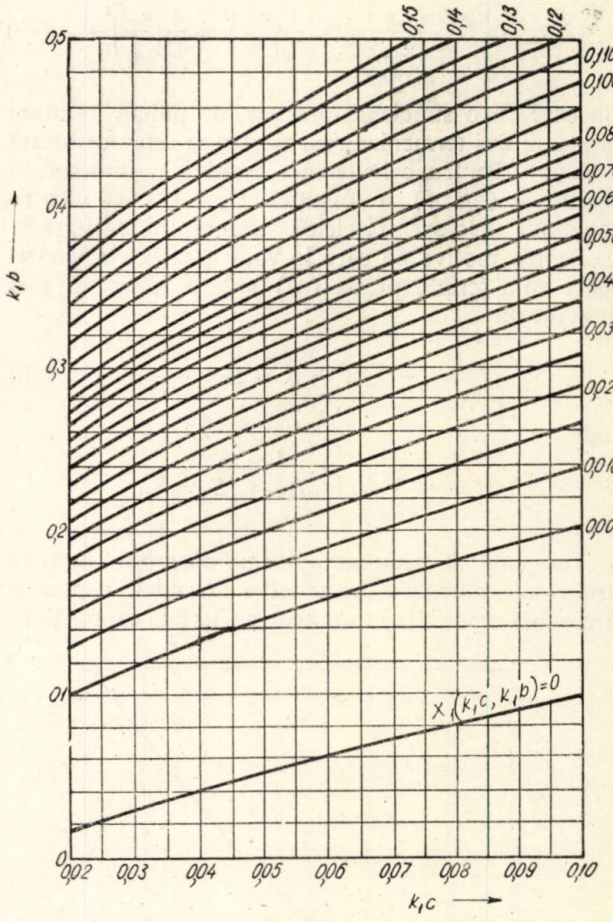


Fig. 8 Funcţia $X_1(\varkappa_1 c, \varkappa_1 b)$ pentru calculul utilizării termice la o reţea uraniu natural-grafit.

În cele de mai sus, l_t^1 şi l_t^2 reprezintă lungimile de transport ale neutronilor în substanţa 1 (grafit) şi 2 (aluminiu).

g. *Exemplu de calcul.* În continuare vom aplica formulele mai sus expuse într-un caz concret. Vom considera o celulă elementară formată dintr-o bară cilindrică de uraniu natural îmbrăcată într-o manta de aluminiu, cu spaţiu de răcire inelar între moderator şi mantaua de aluminiu, pentru răcirea cu aer (secţiunea de captură o considerăm egalo cu zero pentru aer), iar moderatorul fiind constituit din grafit (fig. 9).

Dimensiunile celulei sînt:

$a = 1{,}0$ cm
$c - a = 1{,}0$ cm
$b = 9{,}0$ cm
$t = 0{,}115$ cm

Proprietăţile fizice şi nucleare ale substanţelor utilizate sînt:

uraniu

$\rho = 18{,}9$ g/cm³
$N_0 = 4{,}784 \cdot 10^{22}$ atomi/cm³
$\sigma_c = 7{,}42$ barni
$\varkappa_0 = 0{,}770$ cm^{-1}

grafit

$\rho_1 = 1{,}6$ g/cm³
$N_1 = 8{,}030 \cdot 10^{22}$ atomi/cm³
$\sigma_c = 5{,}8$ barni
$\varkappa_1 = 0{,}02$ cm^{-1}

aluminiu

$\rho_2 = 2{,}7$ g/cm³
$N_2 = 6{,}02 \cdot 10^{22}$ atomi/cm³
$\sigma_c = 0{,}235$ barni
$\varkappa_2 = 0{,}0494$ cm^{-1}

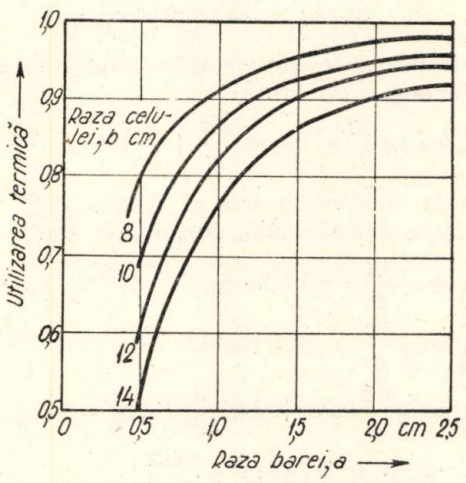


Fig. 9. Coeficientul utilizării termice pentru o reţea eterogenă uraniu natural-grafit.

şi o serie de constante ce intervin în formule au valorile

$\varkappa_0 a = 0{,}770$ $\quad \frac{\Sigma_1}{\Sigma_0} = 1{,}31 \cdot 10^{-3}$
$\varkappa_1 b = 0{,}18$
$\varkappa_1 c = 0{,}04$ $\quad \frac{\Sigma_2}{\Sigma_0} = 0{,}04$ $\quad \frac{l_t^1}{l_t^2} = 0{,}2$

Valorile obţinute din calcul pentru funcţiile ce intervin în formula lui f sînt:

pentru $\varkappa_0 a = 0{,}77$ rezultă $G_0(\varkappa_0 a) = 1{,}0723$
$R_1 = 0{,}1082$
$R_2 = 0{,}0099$
$X_1 = 0{,}0137$
$S_1 = X_1(1 + R_2) = 0{,}01384$
$B_1 = 0{,}0004$
$S_2 = 0{,}000016$ (neglijabil)

De unde:

$$\frac{1}{f} - 1 = R_1 + B_1 + S_1 + R_2 = 0{,}1082 + 0{,}0004 + 0{,}01384 + 0{,}0099 = 0{,}1323$$
$$f = 0{,}8832$$

Efectuînd calculele de mai sus cu ajutorul diagramelor reproduse pentru $G_0(\varkappa_0 a)$ şi $X_1(\varkappa_1 c, \varkappa_1 b)$ obţinem următoarele valori:

$G(\varkappa_0 a) = 1{,}075$
$X_1(\varkappa_1 c, \varkappa_1 b) = 0{,}0138$
$R_1 = 0{,}1084$
$B_1 = 0{,}0004$
$S_1 = 0{,}0139$
$R_2 = 0{,}0099$
$\frac{1}{f} - 1 = 0{,}1326$

de unde: $f = 0{,}883$

Din compararea valorilor obţinute pentru f se poate constata că precizia de calcul cu ajutorul diagramelor este foarte bună.

Variind valorile parametrilor principali ai celulei a şi b $c - a$ şi t rămînînd constante, şi efectuînd calculele în mod identic ca mai înainte, ajungem la următoarele concluzii foarte importante:

Valoarea lui f creşte, pentru b = const., cînd raportul V_1/V_0 se micşorează, adică dacă a creşte. De exemplu dacă

$b = 2$ cm pentru $a = 1$ cm $f = 0{,}8185$
$c - a = 12$ cm $\quad a = 1{,}25$ cm $f = 0{,}8675$
$t = 0{,}115$ cm $\quad a = 1{,}50$ cm $f = 0{,}898$

Dacă a = const. valoarea lui f creşte la descreşterea lui b, adică la micşorarea raportului V_1/V_0.

Pentru a ilustra mai sugestiv concluziile de mai sus, reproducem diagrama valorilor lui f în funcţie de raza barei de uraniu şi pentru diferite valori ale razei celulei în cazul $c - a = 2$ cm şi $t = 0{,}115$ cm.

4. Captura prin rezonanţă

Reactoare omogene. Factorul de captură prin rezonanţă p se defineşte ca fiind probabilitatea necesară pentru ca neutronul să evite absorbţia prin rezonanţă în U^{238} în timpul încetinirii.

În cazul unui amestec omogen conţinînd N_0 [atomi/cm³] de uraniu şi N_1 [atomi/cm³] de grafit probabilitatea evitării capturii prin rezonanţă se exprimă astfel:

$$p = \exp\left[-\frac{1}{\xi}\int_E^{E_0} \frac{\Sigma_a}{\Sigma_a + \Sigma_s}\frac{dE}{E}\right] \qquad (41)$$

unde ξ este de fapt o valoare medie adică $\overline{\xi}$ în cazul unui mediu compus şi reprezintă decrementul mediu logaritmic al energiei neutronului, Σ_a şi Σ_s sînt secţiunile macroscopice de captură, respectiv difuzie ale mediului omogen compus, iar integrarea extinzîndu-se între energia medie E_0 a neutronilor rezultaţi în urma fisiunii şi energia neutronilor termici E. Se poate presupune că Σ_a se referă numai la combustibil deoarece secţiunea de captură a grafitului este neglijabilă faţă de cea a U^{238} în domeniul de rezonanţă. Raportul de sub integrală se mai poate scrie astfel:

$$\frac{\Sigma_a}{\Sigma_a + \Sigma_s} = \frac{N_0 \sigma_{a0}}{\Sigma_s}\frac{\Sigma_s}{\Sigma_a + \Sigma_s} \qquad (42)$$

N_0 şi σ_{a0} reprezentînd numărul atomilor de uraniu dintr-un cm³, respectiv, secţiunea de captură a uraniului (indice o) şi deoarece în domeniul energiilor de rezonanţă secţiunea nucleară de difuzie poate fi considerată ca independentă de energia neutronilor şi scoasă de sub integrală, introducînd (42) în (41) se obţine:

$$p = \exp\left[= \frac{N_0}{\xi\Sigma_s}\int_E^{E_0}\left(\sigma_{a0}\frac{\Sigma_s}{\Sigma_a + \Sigma_s}\right)\frac{dE}{E}\right] \qquad (43)$$

Integrala din ecuaţia (43) se numeşte *integrala efectivă de rezonanţă*, deci

$$\text{integrala efectivă de rezonanţă} = \int_E^{E_0}\left(\sigma_{a0}\frac{\Sigma_s}{\Sigma_a + \Sigma_s}\right)\frac{dE}{E} =$$
$$= \int_E^{E_0}(\sigma_{a0})_{ef}\frac{dE}{E}, \qquad (41)$$

unde $(\sigma_{a0})_{ef}$ se defineşte astfel:

$$(\sigma_{a0})_{ef} = \sigma_{a0} \frac{\Sigma_s}{\Sigma_a + \Sigma_s} . \quad (45)$$

În ultimă instanţă, pentru un mediu omogen

$$p = \exp\left[-\frac{N_0}{\xi \Sigma_s} (\sigma_{a0})_{ef} \frac{dE}{E} \right] . \quad (46)$$

Deci probabilitatea evitării absorbţiei prin rezonanţă depinde numai de integrala efectivă de rezonanţă, care poate fi determinată experimental. Tot din formulă se deduce că, pe măsură ce proporţia uraniului în sistem creşte, descreşte probabilitatea evitării capturii prin rezonanţă. Cu o bună aproximaţie, pentru un amestec omogen de uraniu natural şi un moderator oarecare:

$$\text{integrala efectivă de rezonanţă} = 3{,}9 \frac{\Sigma_s}{N_0}^{0{,}415} \text{ barni} \quad (47)$$

Raportul Σ_s/N_0 se numeşte secţiunea difuziei relativă la un atom de uraniu.

Reactoare eterogene. În cazul amestecului omogen, atît combustibilul cît şi moderatorul sînt expuse aceluiaşi flux de neutroni. Spre deosebire de aceasta, în cazul reţelei eterogene uraniul şi grafitul sînt supuse unor fluxuri diferite şi de aceea cu unele aproximaţii:

$$p \approx \exp\left[-\frac{N_0 V_0}{\Sigma_{s_1} V_1} \cdot \frac{\overline{\Phi}_0}{\overline{\Phi}_1} \int (\sigma_{a0})_{ef} \frac{dE}{E} \right] \quad (48)$$

unde V_0 şi V_1 reprezintă volumul uraniului şi al grafitului din celulă, iar $\overline{\Phi}_0$ şi $\overline{\Phi}_1$ valorile medii ale fluurilor neutronilor de rezonanţă în interiorul uraniului şi respectiv al grafitului. Sub o formă mai uşor de reţinut formula (47) se poate scrie simplificat astfel:

$$p = e^{-\frac{1}{T}} , \quad (49)$$

în care

$$T = \frac{N_1 V_1}{N_0 V_0} \cdot \left(\frac{\sigma_{s_1} \xi}{\int (\sigma_{a_0})_{ef} \frac{dE}{E}} \right) \cdot \frac{\overline{\Phi}_1}{\overline{\Phi}_0} \cdot \quad (50)$$

Raportul $\overline{\Phi}_1/\overline{\Phi}_0$ se numeşte *factorul de dezavantaj* pentru neutronii de rezonanţă. Calculul evitării absorbţiei prin rezonanţă pentru orice tip de celulă necesită cunoaşterea factorului de dezavantaj $\overline{\Phi}_1/\overline{\Phi}_0$ care se determină din constantele nucleare şi geometria celulei eterogene.

Pentru o celulă determinată cele două mărimi ce trebuie determinate sînt integrala efectivă de rezonanţă şi coeficientul de dezavantaj. Vom analiza în parte fiecare din cele două elemente.

a. *Integrala efectivă de rezonanţă.* În sistemul eterogen format din bare de uraniu natural şi moderatorul din grafit, neutronii care se încetinesc pînă la energia de rezonanţă sînt absorbiţi foarte puternic în exteriorul barei de uraniu şi, prin urmare, fluxul neutronilor de rezonanţă în interiorul uraniului se micşorează. Ca urmare, valoarea secţiunii efective de captură a combustibilului, adică $(\sigma_{ao})_{ef}$ în centrul barei este mai mică decît în amestecul omogen echivalent şi respectiv creşte probabilitatea evitării absorbţiei prin rezonanţă. Calculul teoretic a fost simplificat mult de presupunerea făcută de WIGNER şi de alţii (verificată şi experimental) că secţiunea de absorbţie efectivă poate fi împărţită în două părţi:

absorbţia volumetrică proporţională cu numărul atomilor de uraniu din 1 cm³ pe care o însemnăm cu $a(E)$;

absorbţia superficială, proporţională cu raportul suprafeţei barei de uraniu către masa sa, adică avem:

$$(\sigma_{ao})_{ef} = a(E) + b(E) \frac{S}{M} , \quad (51)$$

S fiind exprimat în cm² iar M în g. Integrala efectivă de rezonanţă este atunci:

$$\int (\sigma_{a0})_{ef} \frac{dE}{E} = \int a(E) \frac{dE}{E} + \frac{S}{M} \int b\,(E) \frac{dE}{E} \quad (52)$$

Integralele membrului doi al relaţiei (52) au fost determinate experimental. Rezultatele sînt:

$$\int a(E) \frac{dE}{E} = 9{,}25 \text{ barni} \quad (53)$$

$$\int b(E) \frac{dE}{E} = 24{,}7 \text{ barni} \quad (54)$$

$$\int (\sigma_{a0})_{ef} \frac{dE}{E} 9{,}25 + 24{,}7 \frac{S}{M} \text{ barni} = 9{,}25 \cdot 10^{-24} \text{ cm}^2 \left(1 + \frac{0{,}282}{a} \right) , \quad (55)$$

aceasta pentru cazul uraniului cu $\rho = 18{,}9$ g/cm³ şi $a > 0{,}3$ cm.

b. *Coeficientul de dezavantaj.* Din expresia lui T (50) a mai rămas de determinat $\overline{\Phi}_1/\overline{\Phi}_0$, coeficientul de dezavantaj pentru neutronii de rezonanţă, celelalte elemente fiind cunoscute. Pentru aceasta, se consideră că fluxul neutronilor de rezonanţă constituie o singură grupă de energie. Deoarece în substanţa combustibilă încetinirea neutronilor este foarte slabă, se poate considera că sursele neutronilor de rezonanţă sînt distribuite uniform în moderator, adică s-a presupus că neutronii rapizi creaţi prin fisiune se încetinesc în moderator pînă la energia de rezonanţă. După aceea aceşti neutroni difuzează în uraniu, din care cauză o parte din ei sînt capturaţi prin rezonanţă în U^{238} şi se poate determina un coeficient de utilizare la rezonanţă a neutronilor f_r ca fiind:

$$f_r = \frac{\text{numărul neutronilor, absorbiţi în uraniu la rezonanţă,}}{\text{numărul neutronilor de rezonanţă produşi}} \quad (56)$$

al cărui calcul în mod formal nu diferă cu nimic de calculul utilizării termice f.

O problemă importantă, însă care trebuie înainte, rezolvată este determinarea constantelor macroscopice Σ_a şi D corespunzătoare uraniului şi grafitului pentru grupa neutronilor de rezonanţă [8]). De asemenea se introduc mărimile fictive ale inversului lungimilor de difuzie în uraniu şi grafit $\varkappa_0'$ şi $\varkappa_1'$ pentru energia de rezonanţă. În mod strict $\varkappa_0'$ trebuie să depindă de raza a a barei, dar această dependenţă poate fi

[8]) Nu putem insista în cadrul de faţă asupra unor detalii de calcul sau determinări de constante nucleare, ele putînd fi găsite în lucrările de specialitate menţionate în bibliografie.

Din această tabelă rezultă că unghiul de înclinație maximă admisibilă este $\pm 1{,}5$ grade pentru care eroarea relativă de înclinație este încă sub 0,5%.

d) Eroarea cu temperatura

Eroarea cu temperatura a caracteristicii $P_e = f(I)$ se datorește faptului că inducția mag-

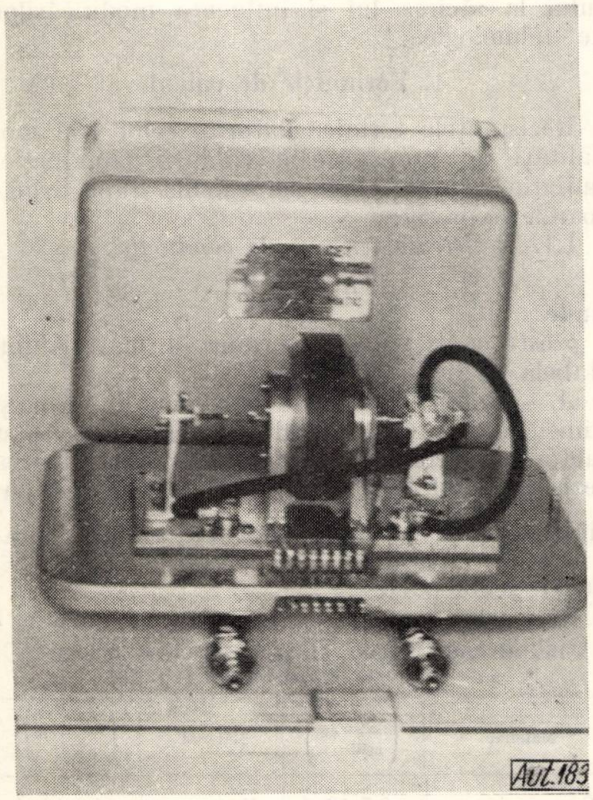


Fig. 10. Adaptor pentru servomotoare pneumatice ASP.

netică remanentă a magnetului permanent variază cu temperatura. Magnetul permanent folosit este ceramic izotrop, a cărui inducție magnetică remanentă variază cu 0,2% pentru fiecare grad Celsius.

Eroarea relativă de temperatură a fost determinată experimental pe două din aparatele construite, pentru temperaturi cuprinse între -3 și $+45°$ C.

Temperatura mediului la care a fost etalonat aparatul : 23° C.

Presiunea de ieșire variază cu aproximativ $\pm 0{,}4\%$ pentru fiecare $\pm 10°$ C variație a temperaturii mediului ambiant.

e) *Alte performanțe* ale aparatului sînt următoarele ;

— frecvența proprie de rezonanță mecanică 35—40 Hz ;

— constanta de timp la un salt de curent de 8 mA (variația presiunii la 63% din valoarea limită), cu vană pneumatică de $1\,l < 6{,}5$ s ; fără vană < 1 s ;

— eroare de etalonare a limitelor $\leqslant \pm 0{,}3\%$.

Semnalul de intrare al adaptorului pentru servomotoare pneumatice corespunde standardului 2—10 mA curent continuu adoptat pentru sistemul unificat electrono-pneumatic elaborat de ICET. Semnalul de ieșire 0,2—1 kgf/cm² corespunde standardului internațional cel mai răspîndit.

Adaptorul pentru servomotoare pneumatice tip ASP, construit la ICET (fig. 10), este un apart robust, sigur în funcționare și care nu pune probleme tehnologice dificile la fabricație.

BIBLIOGRAFIE

[1] Herșcovici, H., Călușiță, M., Roisman, W., Nica, L. și Mărcuț, I. *Sistem unificat electrono-pneumatic pentru reglarea automată a proceselor industriale.* În : Automatica și electronica **6**, nr. 1, ian.-feb. 1962, p. 4—11 ; **6**, nr. 2, mart.-apr. 1962, p. 41—48.

[2] Considine, M. D. *Process instruments and control handbook.* New York, Mc Graw Hill, 1957.

[3] Sotskov, S. M. *Datciki sistem avtomaticeskovo controlia i regulirovania.* Moscova, 1954.

[4] Ter Veen. *Cercetări în domeniul traductoarelor miniaturizate pentru telemăsură,* Conferința de telemăsură de la Chicago, 1955. Moscova, ediția 1956.

[5] Drametz, A. I. *Sistem de telemăsurare a presiunilor și accelerațiilor cu modulație de fază.* Conferința de telemăsură de la Chicago, 1955. Moscova, ediția 1956.

[6] Hornfek, J. *Transformator cu miez mobil ca traductor în dispozitivele industriale de telemăsură,* Conferința de telemăsură de la Chicago, 1955. Moscova, ediția 1956.

[7] Heath, J. *The differential transformer as a sensitive measuring device.* În : Electronic engineering, nr. 1, nov. 1958.

[8] Herșcovici, H., Călușiță, M. și Șerban, R. *Tendințe moderne în construcția regulatoarelor automate electronice.* În : Automatica și Electronica **4**, nr. 2 mart.-apr. 1960, p. 65—70.

[9] Helm, L. *Pneumatikus pozició tavado.* În : Mérés es automatika, nr. 11, nov. 1959, p. 346—348.

[10] Helm, L. și Szabo, I. *Pneumatikus egységszabalyozók.* In : Mérés es automatika, nr. 2, feb. 1960, p, 57—61.

[11] Szabo, I. *Pneumatikus táp es segédberendezések.* În : Mérés es automatika, nr. 5, mai 1960, p. 153—155.

[12] Helm, L. *Pneumatikus alapjel tavallito.* În : Mérés es automatika, nr. 6, iunie 1960, p. 188—190.

[13] Catalog VEB. *Keramische Werke Hermsdorf,* dec. 1956, p. 23—39.

[14] Catalog Taylor, nr. 701-T.

~ 1925/64
LEFORDITVA

V. PAUKER

Rezistenţa termică a tranzistorului EF-T de joasă frecvenţă şi mică putere

Încălzirea unui tranzistor în regim staţionar este guvernată de ecuaţia liniară :

$$T_j = T_a + P.R_t, \qquad (1)$$

unde :

T_j este temperatura joncţiunii (de colector) ; valoarea maximă admisibilă a acestei temperaturi (stabilită din condiţii de durată de viaţă a tranzistorului) este aproximativ 80 °C pentru germaniu ;

T_a — temperatura mediului ambiant ;

P — puterea disipată de tranzistor ;

R_t — rezistenţa termică a tranzistorului în condiţii date de răcire *.

Din această expresie rezultă că, pentru o temperatură dată a mediului ambiant, puterea disipată maximă admisibilă a tranzistorului este dictată de rezistenţa lui termică, din care cauză pentru utilizatorul tranzistorului este de primă importanţă cunoaşterea valorii acestei rezistenţe şi, eventual modificarea ei în diverse condiţii (adăugarea unor suprafeţe suplimentare de răcire, acoperiri cu diferite vopsele etc.). Proiectantul unui tranzistor trebuie să cunoască nu numai valoarea globală a rezistenţei termice, dar şi structura acesteia, adică aportul elementelor constructive ale dispozitivului semiconductor la răcirea lui.

Calculul riguros al rezistenţei termice este, practic, imposibil, mai cu seamă pentru dispozitive de mică putere, datorită dificultăţilor legate de structura complexă a dispozitivului. Pentru depăşirea acestor dificultăţi se introduc în calculul de proiectare o serie de simplificări, aproximaţii şi neglijări mai mult sau mai puţin îndrăzneţe. Calculele de acest gen sînt departe de a fi curente şi de abia acum se precizează diferite amănunte ale tehnicii lor.

Ţinînd seama de toate acestea şi de necesităţile activităţii de proiectare a laboratoarelor Întreprinderii de piese radio şi semiconductoare a fost realizat calculul complet al rezistenţei termice a tranzistorului de joasă frecvenţă şi mică putere, de tip EF—T 121—153, urmărind următoarele scopuri :

— punerea la punct a metodei de calcul a rezistenţei termice utilizînd indicaţiile din literatura curentă şi completîndu-le acolo unde era nevoie ;

— verificarea eficacităţii şi preciziei calculului ;

— stabilirea contribuţiei cantitative a diferitelor elemente constructive ale tranzistorului la răcirea lui şi influenţa modificărilor de tehnologie.

1. Formulele de calcul

Rezistenţele termice datorite celor trei modalităţi de propagare a căldurii (conducţie, radiaţie, convecţie) se vor calcula după următoarele expresii :

1.1. *Rezistenţa termică de conducţie :*

$$R_{t1} = \rho A,$$

unde

ρ este rezistivitatea termică a materialului (tabela 1) ;

A — factorul geometric dependent de forma şi dimensiunile conductorului (tabela 2). Acest factor este acelaşi cu cel folosit la determinarea rezistenţei electrice ($R_{e1} = \rho_e A$) sau capacitatea $\left(C = \frac{\varepsilon}{A}\right)$ a corpului cu aceiaşi parametri geometrici.

Tabela 1

Rezistivităţile termice ale materialelor ce intervin în construcţia tranzistorului [1][2][6]

Material	$\left(\frac{°C}{mW}\ cm\right)$	Material	$\left(\frac{°C}{mW}\ cm\right)$
Cu	$2{,}7.10^{-4}$	Fe	$14{,}2.10^{-4}$
Al	$3{,}7.10^{-4}$	Ge	$19{,}2.10^{-4}$
Pt	$15{,}7.10^{-4}$	In	$23{,}9.10^{-4}$
Ni	$16{,}7.10^{-4}$	Sticlă	$922\ .10^{-4}$
Compound (74 % Al_2O_3 + 26 % ulei silicon)	$1\,250.10^{-4}$	Aer	4

Tabela 2

Factorii geometrici pentru cîteva forme ce intervin în tranzistor

Forma	Dimensiunea	A
Prismă dreaptă	înălţimea l suprafaţa secţiunii S	$\frac{l}{S}$
Disc cu orificiu central	grosimea g diametrul discului d_2 diametrul orificiului d_1	$\frac{1}{2\pi g} \ln \frac{d_2}{d_1}$
Două sfere concentrice	diametrul sferei exterioare d_2 diametrul sferei interioare d_1	$\frac{1}{2\pi}\left(\frac{1}{d_1} - \frac{1}{d_2}\right)$
Doi cilindri paraleli	diametrul cilindrilor d distanţa între axele cilindrilor $g\ (> d)$ lungimea cilindrilor l	$\frac{1}{\pi l} \ln \frac{g + \sqrt{g^2 - d^2}}{d}$

* Rezistenţa termică reprezintă raportul diferenţei de temperatură (măsurată în condiţii de echilibru termic) între o joncţiune şi un punct exterior specificat către puterea disipată în joncţiune (STAS 6360-61).

1.2. *Rezistența termică de radiație* se deduce cu ajutorul legii lui Stefan—Boltzman :

$$P = \delta b S(T_c^4 - T_a^4) = \delta b S T_a^3 \Delta T \left[4 + 6 \frac{\Delta T}{T_a} + 4\left(\frac{\Delta T}{T_a}\right)^2 + \left(\frac{\Delta T}{T_a}\right)^3 \right] \approx 4 \delta b T_a^3 \Delta T, \quad (3)$$

de unde :

$$R_{t2} = \frac{\Delta T}{P} = \frac{1}{4 \delta b S T_a^3}, \quad (4)$$

în care :

δ este constanta lui Stefan ; $\delta = 5{,}72 . 10^{-9} \frac{mW}{°C^4}$;

b — coeficientul de radiație (tabela 3) ;

S — suprafața corpului radiant ;

T_c — temperatura absolută a corpului radiant ;

T_a — temperatura absolută a mediului ;

$\Delta T = T_c - T_a$;

P — puterea

Tabela 3

Coeficientul de radiație pentru cîteva tipuri de suprafață

Materialul	Coeficientul de radiație
Aluminiu șlefuit	0,04
Tablă de fier galvanizată și șlefuită	0,04
Tablă de fier galvanizată, brută	0,22
Lac de email alb	0,9

1.3. *Rezistența termică de convecție* este cu mult mai greu de calculat, ea depinzînd de mai mulți factori. Se poate admite [5] următoarea expresie :

$$R_{t3} = \frac{a}{S . \Delta T^{1/4}}, \quad (5)$$

unde :

a este un coeficient dependent de poziția corpului ;

$a = 4$ — pentru placa orizontală, transportul de căldură făcîndu-se în sus ;

$a = 7{,}7$ — pentru placa orizontală, transportul de căldură făcîndu-se în jos ;

$a = 2{,}4 . h^{1/4}$ — pentru placa verticală ($h < 30$ cm).

2. Calculul elementelor circuitului termic

Evacuarea căldurii din tranzistor se face după schema simplificată din figura 1 (în care s-a admis că ambele joncțiuni ale tranzistorului au aceeași temperatură și că, de asemenea, capsula lui este izotermă).

Se va efectua calculul rezistențelor termice în patru etape, urmărind schema (fig. 1) :

1. joncțiunea-ambaza-capsula (J—3—4)— conducția ;

2. ambaza-mediul ambiant (3-a) — conducția convecția-radiația ;

3. joncțiunea-capsula (J—4)— conducția ;

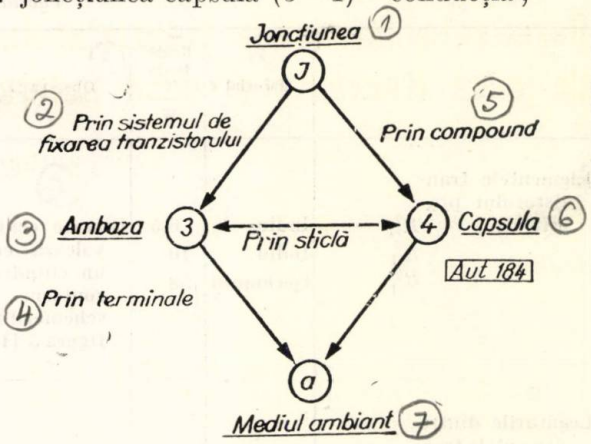


Fig. 1. Schema răcirii tranzistorului.

4. capsula-mediul ambiant (4-a)— convecția-radiația.

2.1. *Rezistențele termice ale tranzistorului* propriu-zis și ale sistemului lui de fixare se datoresc

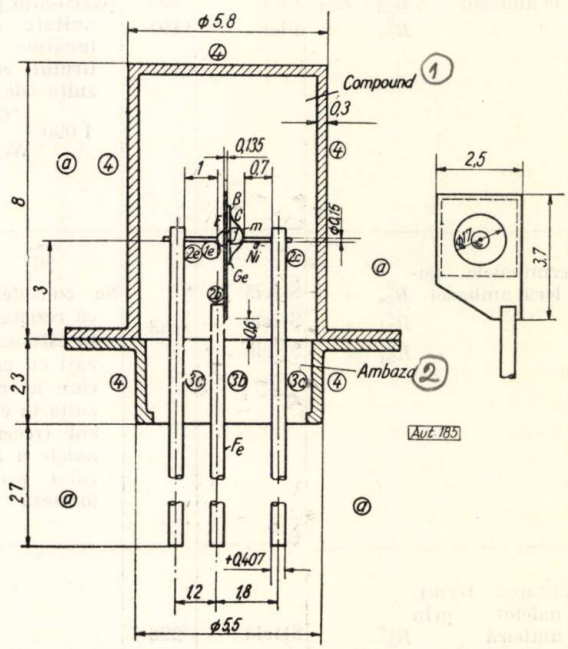


Fig. 2. Secțiunea printr-un tranzistor de tip EF-T 121—153.

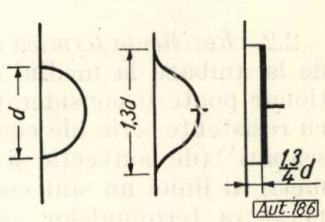


Fig. 3. Aproximarea factorului de formă a bilelor de emitor și colector.

exclusiv conducției. Calculul lor se efectuează cu ajutorul expresiilor din tabela 2, ținîndu-se seamă de dimensiunile elementelor date în

figura 2. Rezultatele acestui calcul sînt rezumate în tabela 4.

Tabela 4

	(1) Material	(2) Rezistenţa $\frac{°C}{W}$	(3) Observaţii
(4) Elementele tranzistorului propriu-zis R^c_{j1}	Indiu	6,5	(9) Bila se echivalează cu un cilindru conform schemei din figura 3 [1]
R^e_{j1}	Indiu	10	
R^b_{j1}	Germaniu	58	
(5) Legăturile dintre elementele tranzistorului şi terminale R^c_{12}	Nichel	660	
R^e_{12}	Nichel	945	
R^b_{12}	Coval	330	
(6) Terminalele pînă la ambază $R^c_{23} = R^e_{23}$	Fier	452	(10) Rezistenţa pe unitate de lungime a firului rezultă de $1\,090 \frac{°C}{Wcm}$
R^b_{23}	Fier	191	
(7) Terminalele gulerul ambazei $R^e_{34} =$	Sticlă		(11) Se consideră că rezistenţa este aceeaşi cu cea care ar rezulta în cazul trecerii axiale a firului prin ambază
$R^c_{34} =$	Sticlă	183	
$R^b_{34} =$	Sticlă		
(8) Şuntarea terminalelor prin ambază R^{cb}_3	Sticlă	296	
R^{ec}_3	Sticlă	540	
R^{eb}_3	Sticlă	240	

2.2. *Rezistenţa termică de-a lungul terminalelor* de la ambază la mediul ambiant în regim staţionar poate fi considerată ca fiind a unei linii cu rezistenţe serie (de conducţie) şi paralel „de scăpări" (de convecţie şi radiaţie). Aceşti parametri ai liniei nu sînt constanţi, deoarece temperatura terminalelor variază de la un capăt la altul şi rezistenţele de convecţie sînt dependente de ΔT. Avînd însă în vedere că această dependenţă este puţin pronunţată, se poate considera o linie cu parametri constanţi. În cazul acesta, rezistenţa liniei cu capătul în scurt-circuit este analogă cu linia electrică:

$$R = \sqrt{\frac{r}{g}}\,\mathrm{th}\,l\sqrt{r \cdot g}, \qquad (6)$$

unde:

r este rezistenţa serie (de conducţie) pe unitatea de lungime;

g — conductanţa paralel (de radiaţie şi convecţie) pe unitatea de lungime;

l — lungimea liniei;

$$r = \frac{4\rho}{\pi d^2} = \frac{4.14{,}2.10^{-4}}{\pi\ 0{,}0457^2} = 1{,}09\ \frac{°C}{mW.cm}\ ; \qquad (7)$$

$$g = g_c + g_r\ ; \qquad (8)$$

g_c — conductanţa de convecţie;

g_r — conductanţă de radiaţie.

Utilizînd expresia (5) şi admiţînd $\Delta T = 10°C$, se obţine:

$$g_c = \frac{\pi . l . 0{,}0407}{l . 2{,}4} \sqrt[4]{\frac{10}{2{,}7}} = 0{,}073\ \frac{mW}{cm°C}\ . \qquad (9)$$

Această valoare trebuie considerată ca fiind cu totul aproximativă, ţinînd seamă de imperfecţiunea calculului transferului de căldură prin convecţie, în special în cazul de faţă (fire cilindrice subţiri, gradientul de temperatură de-a lungul lor, orientare necunoscută etc).

Conductibilitatea de radiaţie pe unitatea de lungime conform relaţiei (3) şi admiţînd $b = 0{,}2$ este:

$$g_r = 4 . 5{,}72 . 10^{-9}\ 0{,}2 . 300^3\ \frac{\pi\ 0{,}0407\ l}{l} = 0{,}016\ \frac{mW}{cm\,°C}, \qquad (10)$$

deci:

$$g = g_c + g_r = 0{,}09.\ \frac{mW}{cm°C}\ . \qquad (11)$$

Prin urmare:

$$R^e_{3a} = R^b_{3a} = R^c_{3a} \approx \sqrt{\frac{1{,}09}{0{,}09}}\ \mathrm{th}\ 2{,}7\ \sqrt{1{,}09 . 0{,}54} =$$

$$= 2{,}4\ \frac{°C}{mW}\ . \qquad (12)$$

2.3. *Rezistenţa de conducţie prin compound* de la plăcuţa-suport pînă la capsulă este:

$$R_{j4} = \rho_c A. \qquad (13)$$

În cazul care ne interesează, determinarea cît de cît exactă a factorului de formă A este foarte dificilă. Pentru a face totuşi estimări cantitative se va recurge la o aproximaţie care va fi verificată apoi experimental.

Se admite că factorul de formă este acelaşi cu al corpului mărginit de două sfere concentrice, ale căror suprafeţe sînt egale cu suprafeţele plăcii-bază şi, respectiv, cu cea a capsulei.

Prima suprafaţă este :

$$S_1 = 0{,}155 \text{ cm}^2,$$

iar a doua :

$$S_2 = 1{,}42 \text{ cm}^2.$$

Prin urmare :

$$d_1 = \sqrt{\frac{S_1}{\pi}} = 0{,}23 \text{ cm} \qquad (14)$$

$$d_2 = \sqrt{\frac{S_2}{\pi}} = 0{,}67 \text{ cm} \qquad (15)$$

şi

$$A = 0{,}477 \text{ cm}^{-1}.$$

2.3.1. *Verificarea factorului de formă.* Capacitatea condensatorului format din cele două elemente care ne interesează este :

$$C = \frac{\varepsilon}{A},$$

unde A este acelaşi factor de formă.

S-au făcut următoarele măsurări asupra unui tranzistor avînd legăturile dintre bilele de colector şi emitor şi terminalele respective suprimate :

— capacitatea dintre terminalele de bază şi gulerul ambazei tranzistorului deschis (fără căpăcel) $C_1 \approx 0{,}39$ pF ;

— capacitatea dintre aceeaşi terminală şi cutia tranzistorului închis (fără compound) — $C_2 \approx 0{,}61$ pF.

C_2 cuprinde, pe lîngă capacitatea care interesează, şi pe C_1, deci :

$$C = C_2 - C_1 = 0{,}22 \text{ pF}.$$

Măsurările au fost executate cu ajutorul unei punţi de capacitate (de joasă frecvenţă) şi verificate prin măsurări cu un Q-metru, rezultatele coincizînd.

Avînd în vedere că pentru aer :

$$C = \frac{0{,}0885}{A}, \text{ pF},$$

rezultă :

$$A = 0{,}4 \text{ cm}^{-1} \pm 0{,}02 \text{ cm}^{-1},$$

deci aproximaţia admisă dă rezultate satisfăcătoare, eroarea nedepăşind 13 %.

Rezistivitatea compoundului, stabilită experimental [6], este :

$$\rho_c = 0{,}125 \frac{^\circ\text{C}}{\text{mW}} \text{ cm}, \qquad (16)$$

deci :

$$R_{j4} = 0{,}125 \cdot 0477 \approx 0{,}06 \frac{^\circ\text{C}}{\text{mW}}. \qquad (17)$$

2.4. *Rezistenţa cutiei faţă de mediul ambiant* se compune din trei rezistenţe paralele : de radiaţie, conducţie şi convecţie. Aproximativ 80 % din conductanţă se datoreşte capsulei propriu-zise şi 20 %, gulerului ambazei. Rezistenţa dintre aceste două elemente este de aproximativ $15 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$.

Valorile componentelor rezistenţei cutiei sînt cele din tabela 5.

Tabela 5

(1) Natura rezistenţei	(2) Elementul	(3) Valoarea rezistenţei °C/W	(4) Observaţii
(5) Radiaţia	capsula (8)	1 050	
	gulerul ambazei (9)	4 160	
(6) Convecţie	capsula (8)	670	
	gulerul ambazei (9)	2 700	s-a admis $\Delta T \approx 20^\circ$C (10)
(7) Conducţie	capsula (8)	950	
	gulerul ambazei (9)	5 000	s-a egalat conductanţa cu cea a unei sfere (avînd suprafaţa capsulei) faţă de infinit (11)

3. Răcirea tranzistorului

Circuitul termic echivalent complet al tranzistorului este reprezentat în figura 4. El permite atît calculul rezistenţei termice totale a dispozitivului :

$$R_t \approx 0{,}23 \frac{^\circ\text{C}}{\text{mW}},$$

cît şi al rezistenţelor care se obţin în condiţii particulare de răcire. Valorile acestora sînt date

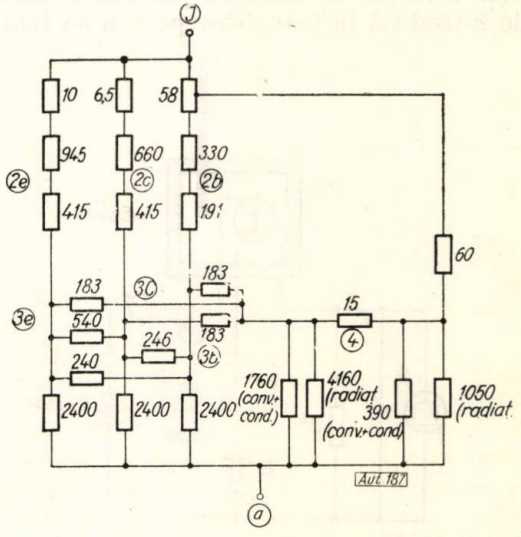


Fig. 4. Reţeaua termică echivalentă a tranzistorului EF-T 121—153.

în tabela 6. De asemenea, reţeaua termică echivalentă permite efectuarea calculului fluxului de putere prin diferite căi, pentru stabilirea importanţei acestora la răcirea tranzistorului.

Rezultatul acestui calcul este reprezentat grafic în figura 5. După cum se vede, aproximativ două treimi din putere se disipă prin

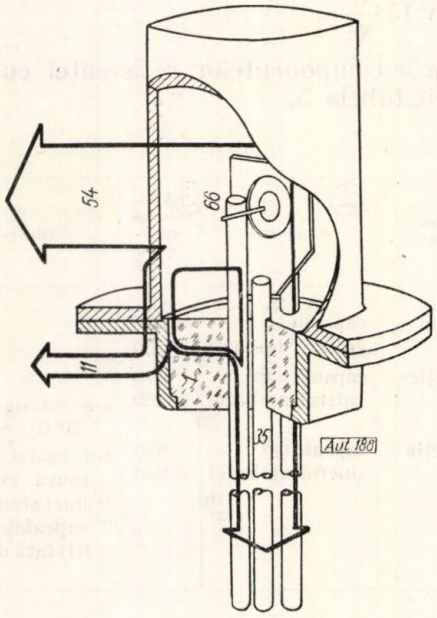


Fig. 5. Schema evacuării căldurii din tranzistorul EF-T 121—153.

capsula tranzistorului şi o treime prin terminalele lui.

Participarea ambazei la transferul de căldură este neglijabilă datorită faptului că mijlocul şi marginile ei sînt aproximativ izoterme.

4. Verificări experimentale

4.1. *Metoda.* Se măsoară puterea P care trebuie introdusă în tranzistor pentru ca temperatura joncţiunii bază-colector să atingă o anumită valoare.

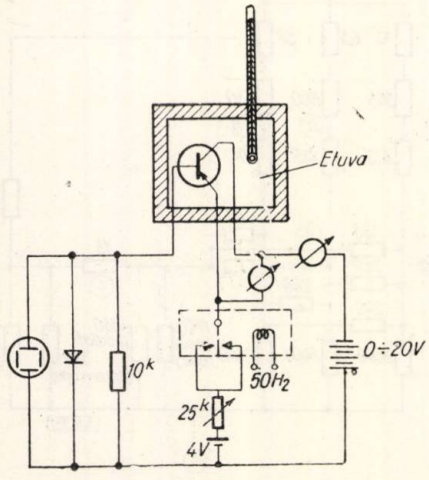


Fig. 6. Schema instalaţiei experimentale pentru măsurarea rezistenţei termice.

Măsurarea se face pentru două valori diferite ale temperaturii ambiante T_a, temperatura joncţiunii atinse fiind aceeaşi în ambele cazuri. Rezistenţa termică este :

$$R = \frac{T_{a1} - T_{a2}}{P_2 - P_1} . \qquad (18)$$

Temperatura joncţiunii se stabileşte prin măsurarea valorii curentului de saturaţie (I_{CBO}) a joncţiunii de colector. Pentru aceasta, tranzistorul se deconectează periodic pentru un timp scurt, din montajul în care în tranzistor se introduce puterea de încălzire, şi se conectează într-un montaj de măsurare a lui I_{CBO}.

Citirea se face cu ajutorul unui oscilograf.

4.2. *Instalaţia experimentală* (fig. 6). Atunci cînd limba comutatorului se află în una dintre poziţiile extreme, făcînd contact cu bornele, prin tranzistor trece curentul de colector, a cărui valoare se reglează cu ajutorul rezistenţei variabile din circuitul de emitor. Puterea se măsoară cu ajutorul celor două instrumente. În scurtă perioadă de trecere a limbii comutatorului de pe un contact pe altul, emitorul se deconectează şi, cu ajutorul oscilografului de c.c., se măsoară curentul de bază I_{COB}. Dioda asigură şuntarea rezistenţei de bază în perioada de încălzire a tranzistorului.

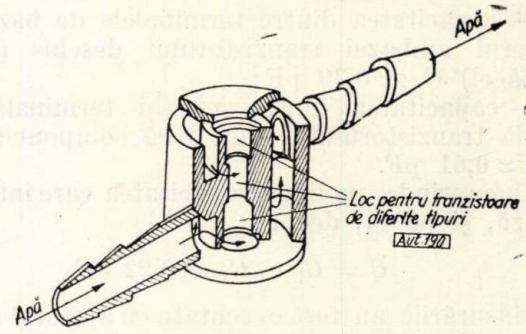


Fig. 7. Construcţia dispozitivului de răcire cu rezistenţa termică cvazinulă.

Măsurările se efectuează întîi cu tranzistorul introdus într-o etuvă la temperatura T_{a1} (50—70°C), puterea P_1 fiind foarte mică (datorită doar curentului rezidual de colector) pentru a evita disipaţia, deoarece convecţia puternică dată de ventilatorul etuvei modifică complet rezistenţa termică. Se stabileşte nivelul curentului I_{CBO}, fără a măsura valoarea lui. Apoi tranzistorul se aşază în condiţii dorite de răcire şi se introduce puterea pînă la obţinerea aceluiaşi nivel al curentului I_{CBO}.

Pentru verificarea valorii elementelor reţelei termice a tranzistorului s-a măsurat rezistenţa lui termică în diferite condiţii : cu şi fără compound, cu răcire normală în aer şi cu capsula conectată la un radiator infinit. Aceasta (fig. 7) a fost realizată sub forma unui bloc de cupru, în centrul căruia s-a practicat un puţ cilindric axial avînd diametrul egal cu cel al capsulei (pentru trei tipuri de capsule). Puţul central a fost înconjurat de o reţea formată din două

canale inelare, unite prin şase canale verticale prin care circulă apă la temperatura dorită (debit de circa 11 l/min).

Tranzistorul se introduce în locaşul lui uns cu ulei de siliconi pentru realizarea unui contact termic cît mai bun. Rezistenţa acestui contact poate fi evaluată la circa $(1-5)\,10^{-3}\,\frac{°C}{mW}$, rezistenţa termică a radiatorului fiind neglijabilă $\left(\text{aproximativ } 3.10^{-5}\,\frac{°C}{mW}\right)$.

4.3. *Rezultatele valorii medii* a măsurărilor efectuate asupra mai multor tranzistoare sînt cuprinse în tabela 6.

Tabela 6

Rezultatele comparative ale măsurărilor şi ale calculului

Tranzistor	Modul de răcire	R_t măsurată $\frac{°C}{mW}$	R_t calculată $\frac{°C}{mW}$
Normal	în aer	0,24	0,229
Nichelat	în aer	0,27	0,266
Fără campound	în aer	0,55	0,522
Normal	radiator infinit	0,08	0,06—0,10
Fără campound	radiator infinit	0,45	0,346

După cum se observă, rezultatele experimentale coincid satisfăcător cu cele calculate (erorile de ordinul 2—5% trebuie puse în mare măsură şi pe seama coincidenţei, întrucît nici precizia calculului, nici cea a măsurărilor nu justifică o corespondenţă atît de strînsă).

Se vede că valorile măsurate sînt mai mari decît cele calculate. Aceasta se poate datora unei subaprecieri a rezistenţei date de legăturile tranzistorului cu terminale şi, în special, cu cea de bază.

În încheiere autorul ţine să aducă şi pe această cale mulţumirile sale tovarăşului *Serban Epure*, pentru ajutorul dat la efectuarea măsurărilor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Robert, G. N. şi Scarr, W. A. *The design and measurement of semiconductor devices in terms of thermal behavior.* În: I.E.E., mai 1959.

[2] Slavinski, M. P. *Proprietăţile fizico-chimice ale elementelor.* Bucureşti, Editura tehnică, 1955.

[3] Seurat, J.-P. M. *Sur les problémes de refroidissement des élements semi-conducteurs diodes et transistor, calcul simple de la résistance thermique des radiateurs et détermination de la puissance dissipée maximum.* În: L'onde électrique, febr. 1960, p. 164—182.

[4] Seurat, J.-P. M. *Problèmes thermiques des éléments semi-conducteurs.* În: Revue générale d'électronique, nr. 170, ian. 1961, p. 23—30; nr. 171, febr. 1961.

[5] Thuy, M. J. *Termische Probleme bei Transistoren.* În: Electronische Rundschau, nr. 1, 1961, p. 15—18; nr. 2, 1961.

[6] Panaitescu, D. şi Pauker, V. *Determinarea conductibilităţii termice a unui material viscos.* În: Studii şi cercetări de fizică, nr. 5, 1962, p. 783—786.

C. NEGOIŢĂ

Consideraţii asupra brevetabilităţii schemelor cu tranzistoare

Ca urmare a întrebuinţării schemelor cu tranzistoare, atît de cercetători, cît şi de cei care lucrează în producţie, este firesc să apară o serie de realizări tehnice sau ştiinţifice noi, originale şi este necesar ca toate aceste realizări să fie protejate la noi în ţară prin certificate de autor şi, peste graniţă, prin brevete de invenţie.

În felul acesta, pe de o parte se va fixa prioritatea asupra realizărilor noastre tehnice, iar pe de altă parte se va asigura valorificarea acestor realizări în străinătate.

În această situaţie, este de un deosebit interes să se ştie ce poate fi protejat şi ce nu, adică pentru ce se poate cere certificat de autor sau un brevet de invenţie.

Problema brevetabilităţii schemelor cu tranzistoare a fost pusă o dată cu apariţia tranzistorului în industria electronică şi a căpătat diverse rezolvări, în general, brevetarea făcîndu-se mai intens în ţările în care a existat o tradiţie veche în brevetare. Trebuie ţinut seamă însă de faptul că, cu cît este mai nouă o ramură a tehnicii, cu atît trebuie să fie mai mare interesul pentru protejarea realizărilor din acest domeniu [1], [2], [3].

În cele ce urmează se face o analiză a caracterului de brevetabilitate a tranzistorului ca element, şi al schemelor cu tranzistoare.

Cele mai multe dintre legislaţiile naţionale recunosc ca brevetabilă o invenţie în următoarele cazuri:

a) dacă aceasta este rezolvarea unei probleme tehnice;

b) dacă rezolvarea este nouă pe plan mondial;

c) dacă prezintă progres tehnic concretizat în avantaje economice sau sociale, faţă de soluţiile cunoscute;

d) dacă este utilă şi poate fi, practic, realizată.

Din prima condiţie rezultă că o descoperire, o lege fizică sau o indicaţie de calcul nu sînt brevetabile, ci numai aplicaţiile practice ale acestora.

A doua condiţie se referă la cerinţele de noutate pe plan mondial.

O rezolvare a unei probleme nu este considerată ca nouă cînd aceasta a fost descrisă în lucrări tipărite, publice, astfel încît utilizarea ei de către alţi specialişti, după această descriere, apare ca posibilă.

Trebuie precizat că expunerea sau utilizarea prealabilă, de notorietate publică, este echivalentă cu o lipsă de caracter de noutate.

Caracterul de invenţie este strict legat de caracterul de progres, deoarece este firesc ca o invenţie să ducă la mersul înainte al tehnicii.

Aprecierea realizării practice este, de obicei, mai dificilă decît stabilirea caracterului de noutate, deoarece nu tot-

deauna se poate stabili anticipat, la apariţia unei invenţii, dacă aceasta va putea fi realizată cu mijloacele existente.

Dintre toate aceste considerente rezultă că pot forma obiectul unor invenţii produsele noi, procedeele de fabricaţie noi sau metodele noi.

Un produs nou este o unitate constitutivă sau funcţională, care se distinge de produsele similare anterioare, prin caractere noi, esenţiale.

Noutatea produsului rezultă din compoziţia sa, din forma sa, din structura sa, din avantajele sale industriale, fără să fie necesar ca obiectul să aparţină unui gen complet nou.

Este tocmai cazul tranzistorului, care, deşi cunoscut din anul 1949, a fost mereu perfecţionat constructiv, diversele soluţii constructive fiind brevetate în majoritatea cazurilor.

Un exemplu îl constituie brevetul unui tranzistor de putere, obţinut în anul 1960 (4). Brevetul se referă la un tranzistor de putere la care evacuarea căldurii produse de colector în timpul funcţionării este obţinută prin sudarea unui corp metalic, bun conducător de căldură, la pastila metalică care este sudată la semiconductor pentru a forma stratul limită al colectorului.

În momentul brevetării era cunoscută evacuarea căldurii prin utilizarea unei suprafeţe mari a colectorului şi prin sudarea colectorului la un soclu metalic gros, bun conducător de căldură, de exemplu, o piesă de cupru.

Căldura era preluată de piesa metalică, unde se repartiza în masa ei şi de unde trecea în capsulă prin intermediul unui strat de ciment de mare suprafaţă, izolant din punct de vedere electric.

Soluţia cunoscută prezenta un dezavantaj prin faptul că se obţinea foarte greu, prin tăiere sau dizolvare, o pastilă metalică (de obicei indiu) suficientă ca joncţiunea p-n a colectorului să fie în contact perfect cu suportul metalic bun conducător de căldură.

Brevetul descrie un tranzistor la care suportul bun conducător de căldură are un canal prin care pastila metalică pătrunde, atingînd faţa opusă a suportului, asigurînd un contact aproape perfect.

Elementul de noutate al acestui tranzistor îl constituie, prin urmare, un mic detaliu constructiv care duce însă la un efect superior. Acest element nou conferă produsului caracterul de brevetabilitate, care devine astfel obiectul unui brevet, cu toate că, în general, el este realizat după o tehnică cunoscută. Simplele schimbări de formă, de dimensiune, de material, care în aplicare nu duc la efecte deosebite, superioare, nu pot da un caracter de brevetabilitate. Totuşi, o schimbare de material poate da un caracter de brevetabilitate unui produs, cînd apariţia lui nu reprezintă o consecinţă normală a proprietăţilor noului material. Este situaţia tranzistorului unde schimbarea materialului (siliciu în loc de germaniu) a dus la apariţia unui produs cu calităţi net superioare.

Circuite noi cu tranzistoare

Un circuit constituie un tot compus din elemente asamblate într-o anumită ordine, pentru a obţine un anumit efect tehnic, elementele constitutive fiind interdependente funcţional, astfel încît dacă un element se suprimă sau îşi schimbă locul, circuitul se modifică în sensul că nu mai produce acelaşi efect tehnic.

De obicei, circuitele pot fi brevetate cînd realizarea lor duce la funcţii noi. În cadrul brevetelor pot intra însă şi circuite care nu duc la funcţii noi.

Un asemenea caz îl constituie circuitele simplificate care asigură aceleaşi funcţii ca şi circuitele din care provin. Astfel, în anul 1958 [5] a fost brevetat un circuit binar de adunare, cu tranzistoare, la care apar, simultan, la intrare trei semnale : două cifre binare care trebuie adunate şi un semnal de transfer.

Erau cunoscute circuitele de adunare realizate cu mai multe tranzistoare.

Faţă de acestea, brevetul propune un circuit de adunare cu un singur tranzistor. Elementul nou îl constituie în acest caz utilizarea, într-un anumit fel, a unui singur tranzistor care conferă circuitului caracterul de brevetabilitate.

Sînt brevetabile şi perfecţionările aduse unor scheme cunoscute cu tranzistoare chiar cînd acestea par simple, dacă aceste perfecţionări duc la efecte noi sau superioare.

Ca exemplu se poate menţiona un brevet apărut în anul 1962 cu titlul : „amplificator de c.c. pe bază de tranzistoare" [6].

Brevetul descrie un amplificator de c.a. cu chopper la intrare şi detector sensibil la fază la ieşire, comandate sincron de un generator de implusuri.

Astfel de amplificatoare de c.c. cunoscute aveau o legătură galvanică între chopper şi intrarea amplificatorului de c.a. şi redresoarea monoalternanţă, comandate sincron la ieşire.

Aceste amplificatoare de c.c. au dezavantajul că pretind filtrarea tensiunii de ieşire şi nu pot fi aplicate acolo unde intrarea şi ieşirea trebuie să fie la potenţiale diferite faţă de masă.

Soluţia dată de brevet pentru înlăturarea acestor dezavantaje constă în cuplarea prin capacităţi a chopperului cu amplificatorul de c.a. şi realizarea unui detector sensibil de fază, cu patru tranzistoare pentru obţinerea unei redresări a ambelor alternanţe.

Îmbunătăţirile nu au dus la un efect nou, ci numai la un efect superior, ceea ce este suficient pentru a conferi un caracter de brevetabilitate amplificatorului în ansamblu.

Multe dispozitive sau aparate tranzistorizate provin din scheme cunoscute cu tuburi electronice la care acestea au fost înlocuite cu tranzistoare.

Dispozitivele care rezultă dintr-o înlocuire simplă cu un tranzistor care asigură aceeaşi funcţie în ansamblu, astfel încît efectul tehnic rămîne acelaşi, nu pot fi brevetate, deoarece fiind cunoscute proprietăţile generale ale tranzistoarelor, un proiectant în cadrul sarcinilor profesionale normale trebuie să utilizeze elementele existente într-un mod corespunzător.

De exemplu, în dispozitivele de măsurare, comandă sau reglare, ca traductoare generatoare, se pot folosi termoelemente sau fotoelemente care produc curenţi în circuite de impedanţă redusă.

De obicei, aceste traductoare sînt urmate de amplificatoare care, la ieşire, sînt echivalente cu o sursă de rezistenţă internă mare.

Tranzistoarele sînt cunoscute ca elemente cu rezistenţă de ieşire relativ ridicată. De aceea, este de aşteptat ca un specialist în domeniul tehnicii reglării să caute dintre circuitele de amplificare pe acelea care se adaptează mai bine traductoarelor.

Prin urmare, nu are caracter de brevetabilitate introducerea amplificatorului cu tranzistoare, în scopul ridicării impedanţei semnalului traductoarelor, deoarece acest lucru era făcut şi de amplificatoarele cu tuburi.

Dacă utilizarea unui amplificator cu tranzistoare într-un dispozitiv duce la efecte tehnice noi sau superioare, acest dispozitiv poate fi brevetat.

De exemplu, într-un brevet din anul 1962 [7] este descris un generator de zgomot. O cerinţă, în măsurarea la înaltă frecvenţă, o constituie existenţa unor surse de zgomot „alb" la frecvenţe peste 10 MHz.

Practica uzuală folosea ca sursă de zgomot o diodă termionică obişnuită cu un catod filamentar. Dezavantajul unei asemenea surse îl constituie faptul că nivelul zgomotului variază considerabil, dacă variază tensiunea aplicată diodei şi faptul că în unele cazuri pentru obţinerea unui nivel suficient al ieşirii trebuie aplicată o tensiune foarte mare. Aceste dezavantaje sînt înlăturate de soluţia brevetată prin utilizarea unei diode Zener, care lucrează la sau peste tensiunea Zener.

Coeficientul de temperatură al nivelului de ieşire a zgomotului depinde însă de compoziţia diodei căci diferitele tipuri comerciale de diode Zener au diferiţi coeficienţi de temperatură, pozitivi sau negativi. Coeficientul de temperatură al amplificării unui amplificator obişnuit cu tranzistoare este negativ şi depinde de la amplificator la amplificator, în funcţie de numărul şi de construcţia tranzistoarelor.

Selectînd o diodă Zener cu un coeficient de temperatură predeterminat pozitiv şi un amplificator cu un coeficient de temperatură predeterminat negativ, care amplifică zgomotul de ieşire al diodei Zener, se obţine la ieşirea amplificatorului un nivel de zgomot, care este independent de temperatura ambiantă.

Pentru a se evita ruperea sîrmei sau formarea de bucle, vitezele periferice ale celor două bobine trebuie să fie egale cu cea a sîrmei, rezultînd viteze unghiulare diferite întrucît una dintre bobine este plină şi cealaltă goală.

În cadrul articolului se dă schema de principiu şi amănunte asupra realizării reglajului vitezei folosindu-se tahometre de frecvenţe, singurele care asigură precizia necesară. *N. K.*

CZ 621.398:621.314.7

Utilizarea triodelor cu germaniu în aparatura canalelor de protecţie, telemecanică şi comunicaţie a sistemelor energetice. [După G. K. MARTINO şi V. V. PAVLOV: Avtomatica i telemecanica, 17(1956) 6, p. 570–580].

Se analizează posibilitatea utilizării triodelor cu germaniu în aparatura canalelor de telemecanică, comunicaţie şi protecţia prin relee în sistemele energetice. Proprietăţile triodelor cu germaniu superioare tuburilor electronice permit îmbunătăţirea substanţială a factorilor economici şi de exploatare a aparaturii. Înlocuirea tuburilor electronice cu triode cu germaniu în aparatura canalelor de telemecanică, protecţia prin relee şi comunicaţii măreşte siguranţa aparaturii datorită faptului că au o durată de viaţă mai lungă decît a tuburilor electronice, care este în medie de 50 mii ore. Consumul de putere este mult mai mic pentru că triodele cu germaniu nu au filamente, iar tensiunea surselor de alimentare poate fi scăzută ceea ce simplifică problema alimentării. Utilizarea triodelor cu germaniu micşorează greutatea şi gabaritul aparaturii. În articol se dau rezultatele obţinute la analiza blocurilor principale ale aparaturii cu triode cu germaniu: amplificatoare cu mai multe etaje, generatoare de înaltă frecvenţă şi scheme cu impulsuri. Se trag concluzii asupra perspectivei utilizării triodelor cu germaniu în aparatura canalelor de telemecanică şi comunicaţie a sistemelor energetice. *E. M.*

ELECTRONICĂ

CZ 621.383:537.311.33

O nouă fotocelulă semiconductoare cu efect lateral. [TORKEL WALLMARK: Proc. Inst. Radio Engrs., 45 (1957) aprilie p. 474–483].

Fenomenul analizat în articol este apariţia unei tensiuni «laterale» adică paralele cu linia de joncţiune a unui semiconductor iluminat. Această tensiune apare pe lîngă tensiunea obişnuită dezvoltată, datorită efectului fotoelectric şi care este «transversală» pe joncţiune. Fototensiunea laterală este sensibilă la variaţia nulă atunci cînd direcţia luminii coincide cu axa de simetrie a celulei. În articol se dau curbele de variaţie a sensibilităţii în funcţie de poziţia sursei luminoase, pentru diferite tipuri de celule.

Aplicaţiile acestui tip de fotocelulă sînt variate; ele pot fi utilizate ca surse de baleiaj prin varierea poziţiei sursei luminoase sau ca detectoare de mici deplasări. Sensibilitatea celulei este de aproximativ 200 μ A pe lumen. *M. B.*

CZ 621.385.3.029.63/.64

Tubul E.C. 57. Triodă-disc pentru microunde prevăzută cu o catodă L. [După DIENER, RODENHIUS şi WIJNGAARDEN: Revue Technique Philips, 18 (1956/57) 11, p. 329–337].

Autorii studiază posibilităţile practice de realizare a unor tipuri noi de triode pentru microunde, funcţionînd ca oscilatoare şi amplificatoare de putere moderată. Construcţia triodei EC 57 ţine seama de o serie de fenomene întîlnite în decursul studierii triodelor pentru microunde; în afară de factorii care influenţează timpul de tranzit al electronilor (distanţa dintre electrozi şi densitatea curentului emis de catodă) s-a descoperit că funcţionarea mai este influenţată de curenţii de înaltă frecvenţă ce iau naştere în firele grilei, cum şi de amortismentul şi zgomotul emisiei totale, datorită faptului că electronii ce părăsesc catodul în viteze mici, din cauza sarcinii spaţiale nu ajung la grilă ci se reîntorc şi stau un anumit timp în cîmpul de înaltă frecvenţă dintre grilă şi catod.

Trioda EC 57 prezintă, printre altele, avantajul unei puternice densităţi de curent datorită construcţiei în L a catodei, ceea ce micşorează timpul de tranzit şi micşorînd suprafaţa catodului, micşorează capacităţile tubului. Suprafaţa metalică a catodei rezistă mai bine bombardamentului ionic la care este supusă în timpul degazării tubului. Datele mai importante ale tubului sînt rezumate într-o tabelă.

Tubul serveşte mai ales în comunicaţiile prin canale herţiene. Pînă la 4 000 MHz el dă o putere de 1,8 W, funcţionînd ca amplificator şi de 3 W ca oscilator. În plus, utilizarea catodei în L a deschis noi perspective în ceea ce priveşte triodele de mare putere (20 W şi mai bine) triode a căror dezvoltare nu este încă terminată. *M. B.*

CZ 621.317.755.087.5

Instalaţie de înregistrare fotografică a fenomenelor fizice cu tubul catodic. [După P. KLEIN: Elettronica, (1957) 1, p. 22–25].

Datele esenţiale ale unei instalaţii de înregistrare fotografică sînt:

urmărirea înregistrării şi raportul de reducere a imaginii;

numărul fenomenelor posibil de înregistrat simultan;

viteza de înregistrare, definită ca viteza de avansare a filmului (care este în general un submultiplu al vitezei fasciculului); durata înregistrării.

În articol se analizează pe rînd fiecare din performanţele instalaţiei menţionate mai sus.

Instalaţia fotografică este de obicei acţionată de un motor sincron; viteza de înaintare a filmului este menţinută constantă prin sincronizare.

Tuburile catodice sînt prevăzute cu ecrane speciale cu puternic efect fotografic alimentate cu tensiune anodică maximă. Amplificatoarele oscilografului pot fi întrebuinţate pentru înregistrare, întrucît instalaţia este ermetică, înregistrările se pot face în plină zi. Fenomenele reproduse de mai multe osciloграfe pot fi înregistrate pe acelaşi film.

Se dau schemele de conexiuni ale oscilografului şi ale camerei de înregistrare cu explicaţiile respective, precum şi diferite exemple de înregistrări efectuate pe film de 100 mm şi 35 mm. *M. B.*

CZ 621.383—4:546.289

Fotoconductivitatea germaniului; aplicaţie la fotodiode. [După P. GUILKE şi Y. RODET: L'Onde Electrique, (1957) 360, p. 244–247].

Autorii analizează din punct de vedere teoretic fenomenul fotoconductivităţii care prezintă un interes practic cu atît mai mare cu cît curentul căruia îi dă naştere, este mai important faţă de curentul de întuneric. Germaniul prezintă un curent de întuneric pronunţat ceea ce implică căutarea de metode pentru îmbunătăţirea sensibilităţii sale. Analizînd cazul unei joncţiuni P—N într-o fotodiodă, se arată că pentru o suprafaţă de joncţiune de cîţiva mm², curentul este de cîţiva μ A. Practic s-au obţinut două tipuri de fotodiode cu joncţiune:

a) un aliaj de indiu pe o placă subţire de germaniu, N;

b) fotodiode cu joncţiune obţinute prin creşterea cristalului de germaniu.

Se dau caracteristicile electrice ale celor două tipuri: variaţia curentului de întuneric funcţie de tensiune; caracteristicile curent-tensiune pentru diferite iluminări, precum şi caracteristicile curent-temperatură şi curent-frecvenţă.

Performanţele bune ale fotodiodelor — sensibilitate şi stabilitate — fac posibilă utilizarea lor în maşinile de calcul etc. *M. B.*

CZ 681.142.621.314.7

Transistorul cu joncţiuni ca element de circuit de calcul. [După E. WOLFENDALE, L. P. MORGAN, W. L. STEPHENSON: Electronic Engineering, 29 (1957) 347, p. 2–7, 348 p. 83 — 87 şi p. 136–139].

Lucrarea are drept scop a urmări posibilităţile utilizării transistorilor cu joncţiuni în circuitele componente ale maşinilor de calcul digitale.

Se discută iniţial funcţionarea transistorului cu joncţiuni în regim de impulsuri, studiindu-se condiţiile de lucru la tăiere, la saturaţie şi în starea intermediară. Se arată circuitele echivalente şi influenţa temperaturii asupra parametrilor. Autorii insistă pe larg asupra fenomenelor tranzitorii datorite acumulării sarcinilor pozitive (goluri) la trecerea transistorului dintr-o stare în alta; polarizarea pozitivă a bazei are drept efect (în timpul regimului tranzitoriu, adică a comutării dintr-o stare în alta) creşterea curentului bazei şi reducerea duratei regimului tranzitoriu.

Pentru schema bistabilă Eccles-Jordan (cu emiterul la masă) se arată consecinţele acumulării sarcinilor pozitive (goluri), care condiţionează natura capacitivă a impedanţei de intrare a transistorului, prin urmare impune folosirea unor condensatoare de cuplaj (de reacţie) relativ mari. Se deduce condiţia de basculare şi se indică metoda de calcul a schemei. Sensibilitatea creşte cu valoarea capacităţii de cuplaj, iar pentru rezistenţa de reacţie (între colectorul unui transistor şi baza celuilalt) există o valoare optimă.

În mod similar se analizează funcţionarea celorlalte circuite basculante: monostabil, astabil (multivibrator) şi bistabil nesimetric, dîndu-se cifrele de performanţă obţinute cu un transistor de joasă frecvenţă (OC71) şi unul de înaltă frecvenţă (OC45).

Se expune, de asemenea, funcţionarea oscilatorului cu blocare cu transistori, indicîndu-se relaţiile dintre forma impulsurilor (timpul de creştere, durata) şi parametrii transistorului şi ai elementelor schemei. Sînt prezentate rezultatele experimentale obţinute cu trei tipuri de transistori.

În legătură cu circuitele specifice maşinilor de calcul, autorii analizează funcţionarea «circuitelor-poartă» şi «circuitelor de coincidenţă», echipate cu transistori. Sînt arătate cîteva circuite de bază, însoţite de rezultatele obţinute cu ele, şi se indică posibilităţile de extindere a schemelor.

În ultima parte a lucrării, autorii prezintă exemple de folosire a transistorilor în circuite de calcul şi rezultatele încercărilor executate. Se expune un contor în decade (circuit binar şi numărător în inel) la care se obţine un timp de rezoluţie de 10 μ s, însă se aşteaptă reducerea acestuia la 1 μ s cu transistori de înaltă frecvenţă. S-a realizat o funcţionare sigură la temperaturi cuprinse între 0—40°C şi o tensiune de alimentare de 5,5—9 V.

Se descriu apoi, pe scurt, aplicaţii în legătură cu generarea, amplificarea şi selecţionarea impulsurilor cu ajutorul schemelor cu transistori. *M. Ber.*

CZ 621.375.024

Compensarea tensiunii de încălzire în amplificatoarele de curent continuu. [După J. B. EARNSHAW: Electronic Engineering, 29 (1957) 1, p. 31—35].

Una din principalele probleme care se pun în amplificatoarele de c.c. este eliminarea derivei datorite variaţiilor tensiunilor de alimentare şi variaţiilor temperaturii catodelor tuburilor.

Variaţiile temperaturii catodului afectează atît funcţiunea de lucru a materialului emisiv, cît şi vitezele iniţiale ale electronilor emişi. Ambele efecte pot fi reprezentate (fig. 1) printr-o generatoare echivalentă de tensiune kv_h, unde v_h este variaţia tensiunii de filament, iar k un parametru al tubului. Valoarea acestuia poate fi sporită dacă se adaugă o rezistenţă în serie cu filamentul.

Compensarea variaţiilor tensiunii de încălzire este necesară pentru semnale de intrare de la 1 la 10 mV. În acest scop au fost propuse scheme care au la bază circuitul din fig. 2, unde T_1 este tubul amplificator, iar T_2 tubul de compensare. Compensarea se realizează practic modificînd rezistenta R_1,

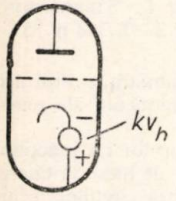


Fig. 1. Influenţa variaţiilor temperaturii catodului.

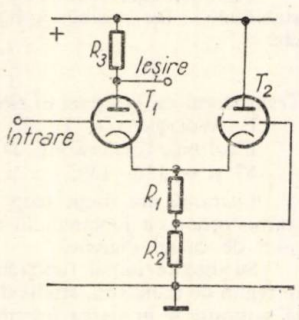


Fig. 2. Circuit de bază pentru compensarea variaţiilor tensiunii de încălzire.

deci curentul prin T_2 pînă ce panta acestuia S_2 satisface condiţiile $b = 1$, $R_2 = \frac{1}{S_2}$, unde $b = S_2\ (R_1 + R_2)/(1 + S_2R_1)$. Amplificarea schemei este dată de $A = S_0R_3/[1 + b(S_0/S_2)]$, unde $S_0 = S/[1 + (R_3/R_i)]$ (S şi R_i sînt parametrii tubului T_1). În mod similar se pot analiza alte variante ale montajului.

Îmbunătăţirea realizată în aceste scheme se exprimă cel mai bine prin «cifra de merit» $\Phi = A/\gamma$ unde γ este factorul de compensare: $\gamma = \frac{(\vartheta i_a/\vartheta v)\ \text{necompensat}}{(\vartheta i_a/\vartheta v)\ \text{compensat}}$ (v — tensiunea de alimentare a circuitului de filament). Cu cît această cifră de inerţie este mai mare, performanţa este mai bună. Deoarece primul etaj al amplificatorului prezintă efectul predominant, variaţiile încălzirii în etajele următoare sînt mai puţin importante; dacă însă $\Phi < 1$ este necesar să se compenseze şi etajele următoare.

Problemele legate de compensarea variaţiilor tensiunii de filament sînt importante în proiectarea circuitelor «cascadă» şi a amplificatoarelor de c.c. de mare cîştig. *M. Ber.*

CZ 621.316.722.1.024: 621.385.2

Stabilizator pentru tensiuni continue joase, cu control prin diodă saturată. [După F. A. BENSON, M. S. SEAMAN: Electronic Engineering, 29 (1957) 349, p. 121—125]

Pentru stabilizarea tensiunilor alternative au fost elaborate scheme cu bobine saturate, controlate electronic. Circuite similare pot fi folosite şi pentru stabilizarea tensiunilor continue.

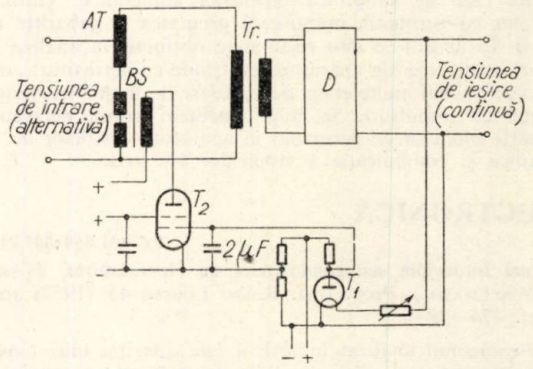


Fig. 1. Schema pentru stabilizarea tensiunilor continue controlată electronic.

Într-un astfel de montaj, arătat schematic în fig. 1, elementul de control este dioda saturată T_1, conectată într-o punte. Puntea este echilibrată la o anumită tensiune a filamentului diodei. La variaţii mici ale încălzirii tubului, apar tensiuni de dezechilibru importante, care se aplică pe grila pentodei T_2. Printr-un autotransformator AT, o bobină cu miez saturat BS şi un redresor cu filtru D, tubul T_2 controlează tensiunea care trebuie stabilizată.

Pe principiul expus a fost elaborată şi construită o sursă de curent continuu stabilizată, de 6,3 V — 30 A, destinată în special pentru alimentarea filamentelor tuburilor. Se foloseşte în locul acumulatoarelor cînd încălzirea în curent alternativ nu este de dorit.

Redresorul D este echipat cu supape semiconductoare şi cu un filtru compus din două celule $L—C$, prevăzută fiecare cu şase condensatoare electrolitice de 2 000 μ F, 12 V. Ondulaţia tensiunii de ieşire este de circa 0,1 V.

Valorile optime pentru numărul de spire ale bobinei saturate, rapoartele de transformare ale autotransformatorului AT şi ale transformatorului Tr, întrefierul bobinelor de filtraj — au fost stabilite experimental. De fapt, aceste valori nu sînt prea critice şi reprezintă un compromis între stabilizarea realizată şi gama de variaţie a curentului de sarcină.

Randamentul schemei este de 45% faţă de 75% la stabilizatorul de curent alternativ similar, scăderea fiind provocată de pierderile suplimentare în redresor şi filtru. De asemenea, factorul de putere este mai mic (din cauza componentelor armonice ale curentului) şi scade cînd tensiunea de intrare se măreşte.

Schema se poate adapta pentru a stabiliza şi tensiuni de alte valori (decît 6,3 V) limitarea principală fiind impusă de pierderile în rezistenţa conectată în serie a filamentului diodei saturate. *M. Ber.*

CZ 621.375.125

Amplificatoare cu polizoare prin rezistenţa de grilă. [După V. SANSONE: Elettronica, 1957, 1, p. 10–14].

În schemele obişnuite ale amplificatoarelor cu cuplaj prin transformatoare, caracteristicile acestor circuite sînt influenţate de valorile elementelor din circuitul de intrare al celui de al doilea tub (rezistenţa şi capacitatea de intrare).

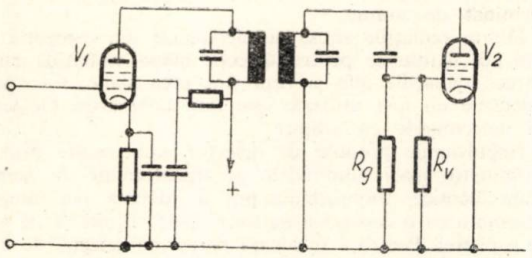


Fig. 1. Schema unui amplificator în cuplaj prin transformator.

Rezistenţa de polarizare R_g apare în paralel cu rezistenţa de intrare R_V a cărei valoare variază de la tub la tub. Factorul de calitate rezultant al circuitelor de cuplaj (deci lărgimea de bandă şi forma curbei de selectivitate a amplificatoarei) depinde de rezistenţa echivalentă de grilă, R_g în paralel cu R_V. Pentru ca la variaţiile lui R_V (schimbare de tub etc.) caracteristicile circuitului să nu se schimbe este de dorit să putem ajusta pe R_g aşa fel încît Q-ul să rămînă neschimbat. Articolul indică o metodă de măsură a rezistenţei echivalente $R = \frac{R_g R_V}{R_g + R_V}$ şi posibilitatea trasării curbei $R = f(R_g)$ care este destul de dificil de reprezentat întrucît, cu variaţia lui R_g variază şi R_V din cauza schimbării potenţialului grilei. Cunoscînd aceste curbe pentru diferite tuburi, putem să-l variem pe R_g aşa fel încît R să fie constant. *M. B.*

CZ 621.327.43.032.4: 534.837

Emisiunea de zgomot a aparatelor auxiliare pentru lămpile fluorescente. [După E. W. VAN HEUVEN: Revue Technique Philips, 18 (1956/57) 3, p. 87–97].

Lămpile cu descărcări în gaze se montează în serie cu un aparat auxiliar care are rolul de a limita curentul în tub. O dată cu folosirea pe scară largă a luminatului fluorescent s-a constatat că aceste aparate auxiliare sînt o sursă supărătoare de vibraţii de joasă şi înaltă frecvenţă care perturbă atît liniştea încăperilor cît şi funcţionarea instalaţiilor înconjurătoare. Aceste oscilaţii se datoresc variaţiilor formei miezului magnetic care însoţesc variaţiile de curent. Întrucît aceste aparate sînt fixate pe pereţi, aceştia transmit vibraţiile de joasă frecvenţă; cele de înaltă frecvenţă se transmit direct prin aer.

Combaterea vibraţiilor de joasă frecvenţă se poate face prin umplerea intrefierului cu un material adecvat care să compenseze deformaţiile prin magnetostricţiune sau printr-o suspensie elastică a aparatului pe perete. Oscilaţiile de înaltă frecvenţă se pot combate închizînd aparatul auxiliar într-un material izolant acustic cum ar fi de exemplu o masă bitumnoasă sau şi mai bine, cu foi de aluminiu ondulate.

M. B.

CZ 681.142:621.372.41.023

Un nou procedeu de calcul prin curenţi de înaltă frecvenţă. [După H. J. UFFLER: L'Onde Electrique, 36 (1956) 353–354 p. 770–779].

Articolul expune bazele unei noi metode de calcul cu privire la operaţiile algebrice, utilizînd curenţi de înaltă frecvenţă. Circuitele de calcul se compun din capacităţi fixe şi variabile (valori de ordinul 100 pF), din inductanţe fixe (de ordinul unor fracţiuni de mH) şi din fideri, fără a necesita nici un tub electronic amplificator sau separator. Alimentarea circuitelor se face cu tensiuni simetrice de frecvenţă fixă 472 kHz şi amplitudine maximă 150 V. Caracteristicile acestui calculator constau în:

precizia de ordinul 1/5000 pentru un element de calcul şi global 1/1000;

stabilitatea în timp $> 10^{-4}$

coeficientul de temperatură: 10^{-5};

fidelitatea 10^{-4};

insensibilitatea la defectele de izolare (o rezistenţă de fugă de 1 M Ω provoacă o eroare $< 10^{-4}$);

supleţe în efectuarea diferitelor calcule prin simpla conexiune a cuadripolilor de calcul.

În articol se expune utilizarea circuitelor de calcul pentru efectuarea înmulţirii unei mărimi cu un factor constant, efectuarea unor combinaţii liniare între mai multe mărimi cu factori constanţi, precum şi efectuarea aceloraşi operaţiuni în cazul unor factori variabili. În afară de cazul unor circuite de calcul ideale, se consideră şi cazul real în care există anumite dereglaje ale capacităţilor şi inductanţelor faţă de valorile scontate, precum şi anumite rezistenţe de pierderi, calculîndu-se erorile totodată introduse în calcule de aceşti parametri.

În continuare se examinează înlănţuirea mai multor circuite de calcul în vederea efectuării unor operaţii mai complexe, demonstrîndu-se posibilitatea unei astfel de înlănţuiri fără amplificatoare şi separatoare electronice. Ca exemplu de calcul se consideră transformarea coordonatelor polare în coordonate carteziene.

Prin performanţele obţinute, calculatoarele prin curenţi de înaltă frecvenţă se situează între calculatoarele analogice clasice şi cele digitale. *Gh. R. I.*

CZ 621.314.63:546.289

Elemente redresoare de putere din germaniu. [După M. SASSIER: L'Onde Electrique, 36(1956) 348].

Diodele cu germaniu şi transistorii au faţă de actualele tuburi electronice mari avantaje: consum de energie redus şi o viaţă foarte lungă. Una din aplicaţiile importante ale germaniului este aceea a redresoarelor de putere, capabile să furnizeze puteri de ordinul kW-ilor pe element. La dimensiuni egale, un redresor cu germaniu prezintă faţă de un redresor cu seleniu, un randament superior, o viaţă foarte lungă şi o bună stabilitate. Aceste redresoare se bazează pe fenomenele ce se produc la joncţiunile *p-n*. Dioda redresoare este formată dintr-o lamă de germaniu polizată, atacată chimic pe suprafaţă şi apoi sudată pe o placă metalică. Peste placa de germaniu se aplică un electrod din indiu. Temperatura cum şi durata de încălzire depind de suprafeţele de difuziune cît şi de grosimea germaniului. În general, o încălzire excesivă provoacă o pătrundere prea mare a indiului, astfel încît germaniul prezintă un scurtcircuit; o încălzire insuficientă micşorează pătrunderea indiului în germaniu înrăutăţind astfel caracteristica directă. Elementele astfel obţinute se închid etanş pentru a fi ferite de mediul exterior, prevăzîndu-se totodată şi sisteme de răcire, pentru că o încălzire excesivă modifică caracteristicile redresorului. Elementele redresoare cu germaniu sînt sensibile la temperatură; practic, nu se poate depăşi temperatura de 70° C. Din acest motiv, densitatea de curent este de ordinul sutelor de A/cm² în loc de ordinul miilor, aşa cum rezultă teoretic.

Elementele realizate pînă acum pot redresa tensiuni monosau trifazate de 50–200 V amplitudine, la un curent de 50 la 200 A. Căderea de tensiune pe element este de 0,65 V la 15 V la 15 A, iar în sens invers, de -300 V la un curent de 10 mA. Grupînd asemenea elemente se poate obţine o putere redresată de 25 kW la o tensiune de 65 V cu un curent de 400 A, fie 125 V la 200 A. Comparînd cu elementele de seleniu şi cuproxid se poate spune că germaniul admite o densitate mai mare de ordinul sutelor de A/cm² faţă de 30 mA/cm² la oxid de cupru şi o tensiune inversă mai mare pe fiecare element, 300–500 V faţă de 6 la 24 la V cuproxid şi 20–30 V la seleniu. Au un randament superior (circa 95%). Sînt robuste. Suportă însă rău suprasarcinile. *Gh. S.*

NUCLEONICĂ

CZ 621.384.612: 537.133

Sincrotronul cu protoni în construcţie la Saclay. [După M. BRUCK: Electronique, (1957) 128/129, p. 51–54].

Sincrotronul cu protoni în construţie la Saclay (Franţa) denumit Saturn – va permite ca particulele accelerate să atingă în primul stadiu de experimentare o energie de 1,75 GeV. Acceleratorul – de tipul convenţional – utilizează un cîmp magnetic de ghidaj şi un cîmp electric accelerator aplicat.

Trebuie să existe o variaţie simultană a cîmpului magnetic şi a frecvenţei cîmpului electric accelerator pentru a se atinge scopul căutat — adică o rază constantă de curbură a traiectoriei ; în acest fel se pot utiliza electromagneţi inelari pentru a crea cîmpul magnetic de ghidaj.

Maşina este compusă din patru sectoare toroidale circulare racordate prin elemente rectilinii lipsite de cîmp magnetic de ghidaj (fig. 1). Spaţiile rectilinii permit montarea dispozitivelor de injecţie, accelerare şi utilizare.

Protonii sînt injectaţi cu ajutorul unui accelerator tip Van de Graaff apoi sînt siliţi să parcurgă un circuit care rămîne acelaşi în tot timpul accelerării. Cîmpul magnetic aplicat trebuie să fie perfect adaptat la viteza particulelor pentru a le menţine cu precizie pe aceeaşi orbită. Protonii se mişcă într-o cameră inelară de acceleraţie în care domneşte vidul.

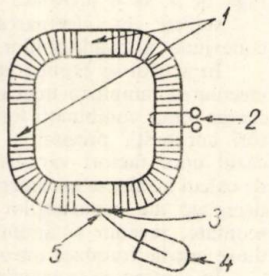


Fig. 1. Cele pentru sectoare toroidale circulare ale sincrotronului: *1*-secţiuni drepte rezervate utilizării ţintă ; *2*-secţiune dreaptă acceleraţie MF; *3*-secţiune dreaptă de injecţie; *4*-injector Van de Graaff; *5*-optică de injecţie.

În continuare este descris sincrotronul, se dau caracteristicile particulare ale acestuia şi sînt amintite cîteva din datele esenţiale ale principalelor părţi componente: electromagnetul şi funcţiunile sale, alimentarea electromagnetului, vidul, dispozitivul de acceleraţie de înaltă frecvenţă şi sala de comandă.

N. K.

CZ 539.169:621.314.7

Efectul radiaţiei nucleare asupra semiconductoarelor. [După KEISTER şi STEWARD: Proc. Inst. Radio Engrs. 45(1957)7, p. 931—937].

În urma introducerii pe scară largă a energiei nucleare în diferitele ramuri industriale şi în aviaţie, instalaţiile electronice (prevăzute din ce în ce mai mult cu transistori) se găsesc supuse unor radiaţii formate în special din neutroni şi raze gamma ale căror influenţe sînt studiate în articol. S-au măsurat caracteristicile electrice ale transistorilor înainte şi după radiaţie şi s-a observat o modificare a rezistivităţii şi a coeficientului lui Hall. De asemenea s-au făcut măsurători în timpul radiaţiei. În articol se descriu condiţiile de încercare şi de înregistrare a variaţiilor. Cercetările au arătat inducerea unei tensiuni de ordinul a 30 mV pentru un flux de raze gamma de 2×10^6 R/hr şi a creşterii nivelului de zgomot cu 25 dB. Se observă schimbări cu caracter tranzitoriu şi schimbări cu caracter permanent, în funcţie de intensitatea radiaţiei şi de timpul de expunere. Se observă o diferenţiere în comportarea cristalelor de germaniu şi de siliciu. Articolul contribuie la fabricarea mai perfecţionată a semiconductoarelor care să fie mai rezistente la radiaţia nucleară.

M. B.

CZ 553.495: 621.928.18—523.8

Trierea electronică a minereurilor radioactive. [După J. SANDIER, G. HUBERT şi J. BERBEZIER : Automatisme, II (1957) 7, p. 255—257].

Minereurile de uraniu extrase din mine sînt supuse unei trieri mecanice înainte de a fi tratate chimic, în vederea reducerii costului acestei ultime operaţii. La procedeele folosite în trecut — bazate pe gravimetrie şi flotaţie — s-a adăugat în ultima vreme un procedeu bazat pe radioactivitatea naturală a minereurilor.

Practic, acest mod de triere a fost realizat în felul următor: pietrele aşezate pe un transportor cu bandă trec prin faţa unor detectoare de radioactivitate ale căror semnale, după amplificare, comandă dispozitive mecanice de ejectare a pietrei respective. În lungul transportorului sînt aşezate mai multe dispozitive de acest fel, primul fiind reglat în aşa fel încît să elimine pietrele cele mai bogate, iar următoarele-cele cu conţinut din ce în ce mai mic de uraniu. În acest fel se obţine separarea minereurilor în mai multe grupe cu conţinut bine determinat de uraniu.

Dintre radiaţiile emise de elementele din categoria uraniului pot fi folosite pentru detecţie numai radiaţiile gamma deoarece radiaţiile alfa şi beta sînt prea slabe. Ca aparate de detecţie au fost utilizate mai întîi contoarele Geiger iar apoi detectoarele cu sclipiri.

Impulsiunile produse de detector sînt trecute printr-un discriminator apoi amplificate şi transformate în semnale patrate identice. Impulsiunile pot fi adunate sau integrate, de exemplu cu o constantă de timp egală cu durata de expunere a pietrei. Pentru a se separa partea de detecţie de mecanismul de ejectare se poate instala în lungul transportorului o bandă magnetică pe care se înregistrează semnalele şi care comandă la rîndul său dispozitivul mecanic de ejectare situat la o distanţă convenabilă.

O problemă relativ dificilă — cu diverse soluţii practice — o constituie aşezarea regulată a pietrelor pe transportor.

Rezultatele obţinute cu această metodă de triere depind de natura minereurilor. Ele sînt cu atît mai bune cu cît pietrele care urmează să fie triate au un conţinut mai diferit de elemente radioactive.

N. K.

CZ 621.039:629.123.4

Energia nucleară şi propulsia vaselor comerciale [După J.P. RICARD: L'Age nucleaire, (1957) 5, p. 34—40].

Avantajul principal al propulsiei cu energie nucleară în marina comercială, reducerea considerabilă a greutăţii şi volumului combustibilului, a fost întrevăzut încă de la începuturile fizicii nucleare. Autorul ilustrează acest avantaj cu exemple şi date numerice, scoţînd în evidenţă lanţul de urmări favorabile din punct de vedere economic, ca: reducerea volumului vaselor, mărirea încărcăturii utile, mărirea vitezei, ieftinirea curselor etc.

Cu minuziotitate sînt însă analizate dezavantajele şi greutăţile care mai trebuie depăşite. Printre acestea: volumul şi greutatea ridicate ale reactorului în ansamblu, mai ales din cauza protecţiei biologice a zonei active şi a instalaţiilor anexe, volumul ridicat al investiţiilor, dificultatea de a rezolva cu siguranţa necesară problemele de protecţie şi de prevenire a accidentelor etc.

Discutînd diversele tipuri de reactori, autorul întrevede reactorul cu uraniu îmbogăţit şi moderator apă grea sau uşoară ca fiind cel mai potrivit pentru aplicaţii navale deoarece beneficiem de un bilanţ mai favorabil al neutronilor. Se descrie ca exemplu, printre altele, submarinul atomic american « Nautilus ». Sînt discutate o serie de probleme specifice: aşezarea reactorului în interiorul vasului şi evoluţia arhitecturii navale, influenţa mişcărilor vasului asupra uzurii reactorului, problema reînnoirii combustibilului, problema supleţei de manevrare.

Autorul recomandă prudenţă în generalizarea experimentărilor terestre la condiţiile marine şi insistă asupra necesităţii experienţelor speciale. În prezent, din considerente tehnico-economice, aceste experimentări par justificate numai în cazul petrolierelor de mare capacitate şi mare rază de acţiune.

I. L.

CRONICA

Consfătuirea națională asupra automatizărilor industriale (5—8 iunie 1957)

CZ 621—52:338.062.214:061.3

La această consfătuire organizată de Comisia de Automatizare de pe lîngă Prezidiul Academiei R.P.R. au luat parte un foarte mare număr de tehnicieni și cadre de conducere din toate ramurile industriale din țară. În ședința comună numărul participanților a depășit 750; în cursul lucrărilor pe secții totalul participanților a depășit 450.

La consfătuire au fost invitați delegați din țările prietene și au luat parte: prof. N. N. SUMILOVSKI și ing. I. M. MACAROV (U.R.S.S.), prof. I. BENEȘ (Cehoslovacia), prof. S. LEBSON și S. WENGRZYN (Polonia), prof. A. FRIGGYES și A. IANOKY (Ungaria), prof. B. BELEVSKI (Bulgaria) și prof. D. MITROVIC (Iugoslavia).

S-au prezentat 97 de comunicări dintre care 8 de către delegații străini, repartizate după cum urmează mai jos.

În ședință comună s-au prezentat 9 comunicări cu caracter general.

Secția 1: **Problemele științifice ale automatizărilor**: 28 de comunicări.

Aceste comunicări au expus aspecte foarte variate ale principiilor de bază și calculelor privind: sistemele automate, implicațiile teoriei probabilităților în teoria informației și a telecomunicațiilor, teoria statistică a sistemelor de reglare, teoria algebrică a schemelor cu contacte și relee, teoria sistemelor neliniare, mașinile de calcul, cibernetică.

Dezbaterile secției au contribuit în bună măsură la strîngerea relațiilor științifice și de colaborare între colectivele și specialiștii noștri cît și cu specialiștii din alte țări.

Secția 2: **Problemele cu caracter tehnic general**: 28 de comunicări.

În această secție au fost atacate numeroase probleme generale tehnice în legătură cu automatizarea, măsurarea și controlul proceselor de producție, arătîndu-se experiența cîștigată în țară în acest domeniu și s-au analizat problemele tehnice care se pun la noi în viitorul apropiat. S-a dovedit că studiul elementelor moderne și al schemelor complexe de automatizare folosind aceste elemente formează preocuparea a numeroși ingineri din institutele de proiectare și din producție. Critica principală care s-a adus conferinței în legătură cu această secție a fost că nu s-a reușit să se înscrie nici o comunicare privind automatizarea lucrărilor de birou și contabilitate, domeniu în care s-au obținut rezultate interesante în alte țări. Acest gol va trebui înlăturat cît mai curînd.

Secția 3. **Automatizări pe ramuri de industrie în R.P.R.**: 32 de comunicări.

Comunicările au reprezentat activitatea diferitelor colective de cercetători și ingineri în aplicarea automatizărilor în numeroase domenii de activitate industrială din țară. Aceste comunicări au dat naștere la discuții foarte vii în cadrul cărora s-au făcut un mare număr de propuneri pentru activitatea viitoare în domeniul automatizărilor. Parte din aceste propuneri au fost însușite de consfătuire și sînt indicate, sumar, în cele ce urmează.

Lucrările au fost conduse de către: acad. prof. I.S. GHEORGHIU în ședințele comune din 5 și 8 iunie, dr. ing. A. AVRAMESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R. la secția 1, prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R. la secția 2, și acad. prof. C. MIKLOȘI la secția 3.

Prof. ST. NĂDĂȘAN, membru corespondent al Academiei R.P.R. și membru în Comitetul de coordonare C.S.P. a expus punctul de vedere al Comitetului de Stat al Planificării asupra problemei automatizărilor în R.P.R.

În discuțiile avute în cadrul secțiilor sau în ședințele comune s-au ridicat numeroase probleme privind sarcinile care trebuie îndeplinite pentru a asigura dezvoltarea automatizărilor industriale la noi. Vom indica cîteva din acestea, în special acelea din domeniul practic.

O chestiune foarte dezbătută a fost dezvoltarea învățămîntului automaticii pentru formarea cadrelor de diverse grade de specialitate. S-a arătat că bazele automaticii trebuie să facă parte din cunoștințele generale ale tehnicienilor din diferite specialități și că situația de la noi este nesatisfăcătoare în această privință. Pentru învățămîntul superior s-au făcut următoarele propuneri:

Sistematizarea predării cursurilor de automatică la secțiile unde formează actualmente cursuri de bază prin eventuala creare a unei catedre de automatică și telemecanică.

Înființarea de cursuri de automatică cu caracter obligator sau facultativ (principii de bază) la specialitățile în care este de prevăzut o dezvoltare a acestor instalații (chimie, petrol, gaze, industria ușoară și alimentară).

Înființarea de cursuri de automatică — principii de bază — la facultățile tehnice din alte centre universitare în afară de București. S-a constatat — ca de altfel în toate țările — necesitatea formării postșcolare a inginerilor din producție prin cursuri generale asupra automaticii. Aceste cursuri ar urma să fie organizate la început — pentru experimentare — într-un singur centru politehnic și apoi extinse la mai multe centre.

În învățămîntul mediu teoretic este necesar să se introducă în cadrul obiectelor existente lecții de informare generală asupra aspectelor teoretice și aplicate ale automaticii.

În timpul consfătuirii s-a semnalat în mod foarte insistent carența care există în ce privește întreținerea instalațiilor automate, aceasta din lipsa de cadre specializate cum și din lipsa de piese de schimb. Numeroase instalații automate executate în ultimii ani nu mai funcționează deloc sau funcționează în mod nesatisfăcător din această cauză. Este necesar să se organizeze cursuri pentru formarea de personal de întreținere, în cadrul marilor industrii, cum și în centrele industriale importante.

O condiție esențială pentru dezvoltarea automatizărilor este fabricarea de aparatură de automatizare în țară, cel puțin a celor de tip mai frecvent întrebuințate. A rezultat din discuții că întreprinderile care actualmente produc aparatură de acest fel lucrează în mod disparat atacînd uneori aceleași probleme și că, în general, nu se dispune de o capacitate satisfăcătoare pentru nevoile noastre. Va trebui ca aceste nevoi să fie estimate și să se asigure dezvoltarea acestor întreprinderi și coordonarea activității lor.

Din studierea felului în care în numeroase țări se realizează instalațiile automate, cum și în urma numeroaselor discuții care au avut loc în această privință la consfătuire, a rezultat că ar fi indicat să se înființeze o întreprindere complexă care să execute, în legătură directă cu beneficiarul, proiectele de automatizări, să asigure procurarea aparaturii necesare, să fabrice o parte din această aparatură în atelierele proprii, să execute instalațiile respective și să formeze personalul care va asigura întreținerea ulterioară.

Din discuțiile avute în cadrul consfătuirii cu delegații romîni cît și cu delegații străini a reieșit necesitatea organizării unui institut de automatică și tehnică a măsurătorilor într-un viitor apropiat. Institutul ar prelua problemele de automatizări care au un caracter științific înalt sau necesită cercetări tehnice extinse. Această chestiune a format deja o preocupare a Comisiei de automatizare a Academiei și o secție de automatică, ca un nucleu pentru acest institut, va fi realizată în cadrul Institutului de energetică. Credem că în situația actuală este suficientă această formă urmînd ca organizarea unui institut independent să fie examinată mai tîrziu.

S-a propus ca în viitorul apropiat Comisia de automatizare să organizeze consfătuiri pe ramuri de industrie adîncindu-se problemele specifice unei anumite industrii. În această privință socotim că sînt indicate industriile petroliferă, chimică și a gazelor naturale, unde există o posibilitate largă de aplicare a automatizărilor în cadrul instalațiilor prevăzute în planul de investiții. Credem că această consfătuire va putea avea loc în 1958, urmînd ca în anii următori să se examineze dacă și în alte ramuri industriale se vor putea organiza asemenea consfătuiri.

Pentru stimularea interesului în acest domeniu s-a propus să se organizeze în marile centre industriale cicluri de confe-

rinţe asupra automatizărilor după felul în care se organizează actualmente în numeroase ţări. Această organizare trebuie făcută împreună cu A.S.I.T. şi să cuprindă centrele Timişoara, Reşiţa, Hunedoara, Petroşani, Or. Stalin, Sibiu, Cluj, Baia Mare, Mediaş, Ploeşti, Bacău, Iaşi, Galaţi, Or. Victoria.

Conferinţele vor trebui să cuprindă teme generale precum şi teme specifice regiunilor în care se ţin.

S-a constatat că este necesară o evidenţă centralizată care să cuprindă informaţii asupra: *a)* instalaţiilor automatizate executate; *b)* elementelor de automatizare realizate în diferite organizaţii sau în curs de proiectare; *c)* situaţiei actuale şi programului de dezvoltare în viitor a întreprinderilor care au preocupări în domeniul automaticii (secţiile specializate în automatică); *d)* documentaţiei de specialitate existente în ţară.

S-a constatat că lipsa unor astfel de evidenţe a dus la suprapunerea problemelor în diferite organizaţii şi, deci, la risipirea de forţe de lucru care şi aşa sînt prea puţine. S-a cerut Comisiei de automatizare ca să introducă în planul său de lucru această chestiune.

Lucrările colectivului de terminologie al Comisiei de automatizare, partea terminată şi anume: capitolele 1 şi 2 din Terminologia în automatică au fost distribuite spre anchetă participanţilor la consfătuire şi o comunicare din şedinţa comună s-a referit la această activitate.

A reieşit din discuţiile urmate că această lucrare este foarte apreciată şi oportună pentru a preciza noţiunile din acest domeniu şi a evita unele confuzii şi s-a cerut să se accelereze lucrările colectivului pentru a termina lucrarea (cap. 3 şi 4) în anul acesta.

Din această succintă expunere a concluziilor consfătuirii rezultă că sarcinile în acest domeniu sînt numeroase şi pentru aducerea lor la bun sfîrşit vor fi necesare eforturi comune a numeroase organizaţii din ţară.

Ing. I. PAPADACHE
Secretar ştiinţific al Comisiei de Automatizare de pe lîngă Prezidiul Academiei R.P.R.

Dizertaţie

În ziua de 10 iunie 1957 la Institutul Politehnic din Bucureşti, a avut loc susţinerea publică a dizertaţiei pentru obţinerea titlului de candidat în ştiinţe tehnice a ing. DRĂGĂNESCU MIHAIL CORNELIU cu titlul:

« Capacităţile tuburilor electronice şi dependenţa lor de condiţiile de funcţionare »

Conducător ştiinţific: Prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU membru corespondent al Academiei R.P.R.

Referenţi ştiinţifici oficiali: Prof dr. A. CIŞMAN de la Institutul Politehnic Timişoara, Prof. dr. E. PETRAŞCU de la Universitatea C.I. Parhon din Bucureşti Prof. ing. GH. CARTIANU de la Institutul Politehnic Bucureşti.

Comisia pentru susţinerea dizertaţiei a fost formată din: prorector prof. ing. N. MARINESCU din partea Institutului Politehnic, Prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R., conducător ştiinţific, Prof. dr. ing. E. PETRAŞCU de la Universitatea C.I. Parhon din Bucureşti, şi Prof. ing. GH. CARTIANU de la Institutul Politehnic din Bucureşti, ca referenţi oficiali.

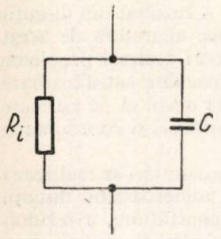


Fig. 1. Schema echivalentă a unei diode la frecvenţe coborîte

$$C = \frac{3}{5} C_{elst.}$$

*

În această lucrare se pune accentul pe fenomenele interne din tuburile electronice şi mai puţin asupra efectului produs de variaţiile capacităţilor cu punctul de funcţionare, asupra circuitelor cu tuburi.

Pentru a fixa valabilitatea rezultatelor, autorul menţionează de la început condiţiile în care este pus să lucreze tubul, şi anume: tubul lucrează în clasa A, şi că unghiul de trecere este $0 < \theta < 0{,}1\ \pi$.

După analizarea unor lucruri în ce priveşte schema echivalentă a tubului într-o gamă largă de frecvenţă, se trece apoi la dependenţa parametrilor tubului R, S şi μ de punctul de funcţionare.

Se dă o atenţie deosebită în ceea ce priveşte variaţia lui μ — factorul de amplificare, cu punctul de funcţionare, deoarece toate relaţiile care dau dependenţa lui μ de punctul de funcţionare sînt empirice. In această privinţă autorul aduce o contribuţie originală, demonstrînd teoretic o formulă pentru dependenţa lui μ de punctul de funcţionare, care coincide cu formulele din literatură. Totodată se arată că variaţia factorului de amplificare nu se datoreşte — aşa cum arată unii autori — neomogenităţii catodului, ci efectului de întoarcere a electronilor de la grila negativă (fig. 4,2 pag. 95), fenomen pe baza căruia s-a făcut demonstraţia formulei pentru a găsi dependenţa factorului de amplificare de punctul de funcţionare.

CZ. 621.385.011.4

Se găseşte astfel expresia următoare:

$$\mu = \frac{1}{D} \cdot \frac{\frac{2}{3} n}{1 - \frac{2}{3} n \frac{U_g}{U_a}} \qquad (1)$$

în care D este factorul de pătrundere a triodei;

U_g şi U_a — potenţialul grilei respectiv al anodei;

n — un parametru care caracterizează efectul de întoarcere a electronilor de la grila negativă. Formula (1) coincide cu formulele empirice cunoscute în literatura tehnică de specialitate.

Este cunoscut, că nu numai parametrul tubului depinde de condiţiile de funcţionare, ci şi capacităţile între electrozi. Dacă aceste capacităţi aduc o contribuţie la capacitatea de acord a circuitului, variaţia acestora cu punctul de funcţionare devine importantă. În cazul unui oscilator cu circuit acordat în grilă, frecvenţa de oscilaţie coincide cu frecvenţa de acord a circuitului, dacă capacitatea grilă-catod nu depinde de tensiunea de negativare. Dacă se admite o dependenţă liniară a capacităţii grila-catod în funcţie de tensiunea de grilă U_g se obţine atunci pentru frecvenţa de oscilaţie a oscilatorului expresia:

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{3}{8} \frac{\gamma^2}{C_0^2} a^2} \qquad (2)$$

în care γ este panta variaţiei capacităţii în pF/V;

C_0 — capacitatea de acord a circuitului;

a — amplitudinea oscilaţiilor.

Din această relaţie se poate observa uşor influenţa capacităţii grilă-catod, dacă panta de variaţie γ este mare şi capcitatea C_0 mică, adică în cazul frecvenţelor înalte.

În cazul tubului E8IL cu o pantă $\gamma = 0{,}6$ pF/V, $C_0 = 20$ pF şi $a = 4$ V se găseşte pentru stabilitatea frecvenţei:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = 5{,}4.10^{-3} \qquad (3)$$

care este o cifră destul de însemnată. Din formula (2) se poate deduce şi influenţa amplitudinii asupra stabilităţii frecvenţei.

În legătură cu capacităţile dintre electrozi, în literatură apare o contradicţie, şi anume: capacitatea « caldă », adică în prezenţa sarcinii spaţiale, a unei diode este considerată a avea în unele cazuri o valoare mai mare decît capacitatea la « rece » (electrostatică) iar în alte cazuri, mai mică.

În primul caz, se găseşte pentru capacitate valoarea $C = 4/3\ C_{elst}$, iar în al doilea caz, pentru diodă se găseşte un circuit echivalent — la frecvenţe coborîte — ca în fig. 1, unde capacitatea diodei are valoarea $3/5\ C_{elst}$ care reprezintă valoarea corectă. După lămurirea acestei contradicţii, adică a greşelii

care se face în primul caz, autorul dizertaţiei, urmînd ideile unor lucrări din literatură, calculează circuitul echivalent al unei diode luînd în considerare curentul de deplasare cît şi curentul de convecţie prin diodă, şi totodată ţinînd seama de legea de conservare a sarcinii electrice în interiorul tubului. Se obţine schema echivalentă din fig. 2.

Pe baza acestei scheme se pot explica mai bine unele procese fizice care au loc în interiorul diodei. Curentului de deplasare îi corespunde o impedanţă compusă dintr-o rezistenţă în serie cu o capacitate de 4/3 C_{elst}, iar curentului de convecţie

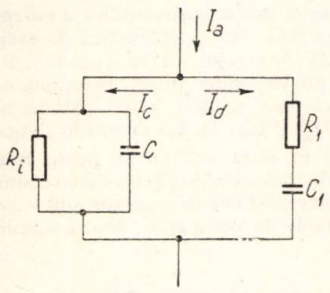


Fig. 2. Schema echivalentă obţinută de autor $C = -\frac{2,2}{3} C_{elst}$

$R_1 = \frac{8}{90} R_i = \frac{8}{90} C_1 = \frac{4}{3} C_{elst}.$

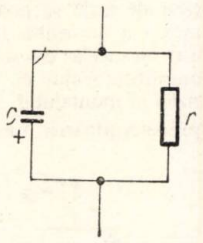


Fig. 3. Schema echivalentă a curentului de intrare a unei triode

$$C = \frac{3}{4} C_{elst}\, r = \frac{x^2}{\frac{8}{90} R_i} = \frac{5}{R_i\, C_{elst}\, \omega^2}.$$

o impedanţă compusă din rezistenţa R_1 a diodei în paralel cu o capacitate negativă, care exprimă un efect inductiv, datorit inerţiei electronilor. Suma celor două capacităţi este egală cu 3/5 C_{elst} corespunzătoare circuitului echivalent din fig. 1. Dacă anodul diodei este transparent la electroni intervine numai curentul de deplasare şi, deci, în circuitul echivalent al diodei contează numai impedanţa corespunzătoare acestui curent. Circuitul echivalent, în această situaţie, este reprezentat în fig. 3.

Această stare se întîlneşte la grila unui tub electronic. Experimental se constată că rezistenţa de intrare a unui tub scade cu patratul frecvenţei, iar capacitatea de intrare este mai mare decît cea electrostatică, ceea ce corespunde cu valorile găsite teoretic.

Schema din fig. 2 explică fizic, de ce capacitatea la cald a unei diode este mai mică decît capacitatea electrostatică, iar fig. 3 explică fizic de ce capacitatea la grila unei triode este mai mare decît capacitatea electrostatică.

Pe baza impedanţei curentului de deplasare la o diodă, din schema din fig. 2 şi 3, autorul dizertaţiei, a dedus (pag. 83—84) următoarea expresie pentru conductanţa de intrare a unei triode:

$$g = \frac{S\ \Theta^2}{20} \tag{4}$$

unde S este panta triodei, iar Θ unghiul de trecere de la catoda la grilă, formulă dedusă pe altă cale de alţi autori.

Deşi nu este cuprinsă în lucrarea de dizertaţie, deoarece a fost dedusă ulterior, autorul a prezentat o formulă generală, care să cuprindă toate cazurile cunoscute în literatura tehnică de specialitate, pentru capacitatea de intrare a electrozilor negativaţi, ţinînd seama şi de amplificarea pe diferiţi electrozi.

$$C_{\text{intrare}} = C'_{ii} - \sum_{\substack{K=1 \\ (K \neq i)}}^{n} C_{iK}\, a_K \tag{5}$$

unde C'_{ii} reprezintă capacitatea proprie staţionară a electrodului i, iar C_{iK} — capacităţile parţiale staţionare.

Prin capacitate staţionară se înţelege capacitatea corespunzătoare curentului de deplasare.

Sensul fizic al capacităţii staţionare este acela care arată cu cît variază sarcina electrodului i pentru o variaţie a electrodului K, potenţialele celorlalţi rămînînd constante.

Lucrarea de dizertaţie are şi o parte experimentală, care are ca scop să verifice multe rezultate existente în literatura tehnică de specialitate, cum şi verificări asupra relaţiilor demonstrate de autor.

Instalaţia de măsurare a fost construită în întregime de autor, realizată după schemele de principiu ale unor lucrări din literatura de specialitate.

Pentru a înlătura o serie de fenomene perturbatoare, toate compartimentele instalaţiei au fost ecranate şi legate între ele cu cordoane ecranate.

În aceste condiţii autorul a reuşit să măsoare variaţii de 0,07 pF, şi aceasta limitată de precizia condensatorului etalon utilizat.

Autorul face, în lucrarea de dizertaţie o analiză a măsurătorilor făcute de diferiţi autori cum şi a condiţiilor în care au efectuat aceste măsurători.

În literatură, între calculele teoretice şi măsurătorile experimentale asupra capacitate grila-catod există o neconcordanţă pe care autorul dizertaţiei o explică prin influenţa vitezelor iniţiale ale electronilor.

Astfel, autorul constata atît experimental cît şi teoretic dependenţa capacitate grila-catod, a unei triode, de vitezele iniţiale ale electronilor.

Experimental se pune în evidenţă, prin măsurarea variaţiei capacitate C_{ge} la diferite încălziri de filament, păstrînd pe u_a şi i_a constanţi. Pentru păstrarea curentului anodic constant, se variază negativarea care aparent duce la scăderea capacităţii, conform formulei (4 3). Experimental se constată o creştere a capacităţii care pune în evidenţă influenţa temperaturii asupra capacităţii grila-catod, adică influenţa vitezelor iniţiale ale electronilor asupra acestei capacităţi. Fizic explicaţia este următoarea: cu cît temperatura catodului este mai mare cu atît minimul de potenţial, datorit sarcinii spaţiale este mai pronunţat, deoarece sarcina spaţială este mai densă, astfel capacitatea staţionară va creşte.

Se poate face un calcul al capacităţii staţionare în prezenţa sarcinii spaţiale, plecînd de la definiţia ei [relaţia (9)]. Se capătă pentru capacitatea staţionară a diodei expresia:

$$C' = \sum_0 \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}U_0} \left[\frac{\mathrm{d}U}{\mathrm{d}x}\right]_{\text{anod.}} \tag{6}$$

Bazîndu-se pe expresia de mai sus (6) şi pe unele rezultate cunoscute în literatură pentru distribuţia potenţialului între diode, autorul găseşte, pentru o diodă cu oxizi, următoarea expesie:

$$C' = \frac{M + N}{1 + M} C_{elst} \tag{7}$$

unde M şi N sînt mărimi care depind de distribuţia de potenţial din interiorul diodei. Expresia (7) în cazul neglijării vitezelor iniţiale ale electronilor duce la rezultate cunoscute

$$C' = \frac{4}{3} C_{elst}. \tag{8}$$

Formula (7) dă o valoare mai mare de 4/3 C_{elst}, astfel se verifică unele rezultate experimentale aflate în literatură.

Autorul nu a putut verifica experimental relaţia (7) deoarece nu a dispus de o diodă la care să cunoască mărimile geometrice. Însă bazîndu-se pe unele măsurători din literatură la care se cunosc şi dimensiunile diodei s-a putut arăta concordanţa acestei formule cu rezultatele experimentale obţinute în literatură.

Lucrarea de dizertaţie lămureşte unele probleme în legătură cu capacităţile dintre electrozii tuburilor, dintre care unele erau neclare, iar altele necunoscute.

*

După susţinera dizertaţiei au avut loc discuţii, la care au participat pe lîngă Prof. dr. ing. T. Tănăsescu, Prof, dr. ing. E. Petraşcu Prof. ing. Gh. Cartianu, Ing. P. Drăghicescu, candidat în ştiinţe tehnice şi un număr de alţi participanţi.

Discuţiile au constat în întrebări şi observaţii făcute pe marginea subiectului dezertaţiei.

După ce Ing. M. Drăgănescu a răspuns întrebărilor şi observaţiilor făcute, comisia pentru acordarea titlului de candidat în ştiinţe tehnice a trecut la deliberare.

Ing. Drăgănescu Mihail Corneliu a întrunit unanimitate de voturi în acordarea titlului de candidat în ştiinţe tehnice.

Gh. S.

RECENZII

CZ 621.37/.38

TĂNĂSESCU, T.: **Manual de tuburi şi circuite electronice**, vol. II şi III. Editura Academiei R.P.R., Bucureşti, 1957.

Apariţia cursului de Tuburi şi circuite electronice al prof. T. Tănăsescu, umple un gol mare în literatura noastră tehnică. Materialul cuprins în ultimele două volume este axat pe cursul de circuite electronice predat la Institutul Politehnic din Bucureşti, însă mult mai dezvoltat, pînă la nivelul unui tratat de specialitate.

1. *Nivelul ştiinţific înalt* al cursului se remarcă atît prin conţinutul capitolelor (de exemplu capitolele de circuite basculante, oscilatoare, oscilaţii de relaxare, stabilitatea circuitelor cu mai multe grade de libertate, reacţia negativă în amplificatoare, amplificatoare cl. C etc.) cît şi prin concepţia lui. Circuitele electronice, folosind elemente neliniare, se încadrează în teoria generală a circuitelor neliniare de care se ocupă primul capitol al volumului al II-lea. Cititorul capătă astfel de la început o privire largă asupra metodelor de tratare a circuitelor neliniare cît şi asupra dificultăţilor de a rezolva asemenea probleme. Aceste metode sînt aplicate la circuitele cu tuburi, la elemente neliniare semiconductoare, magnetice etc., în unele capitole căpătînd o dezvoltare deosebită ca teoria oscilaţiilor neliniare (în capitolele privitoare la oscilatoare).

În contrast cu dezvoltările teoretice, la numeroase circuite se găsesc în manual numai explicaţii fizice, precum şi numeroase chestiuni de ordin practic. În acelaşi timp, se dă o mare atenţie şi problemelor de proiectare. Nenumărate diagrame stau la îndemînă pentru proiectarea de amplificatoare audio, de bandă largă, amplificatoare cl. C, amplificatoare modulate, redresoare, mergînd pînă la proiectarea unor elemnte de circuite ca: transformatoare de joasă sau înaltă frecvenţă.

2. *Materialul* cuprins în cele două volume de circuite electronice este foarte variat, atacînd aproape toate circuitele de bază importante din electronică. Este de remarcat dezvoltarea dată capitolelor de amplificatoare audio şi de bandă largă (video), care cuprind 200 de pagini din totalul de 1 000 de pagini al celor două volume. La fel, amplificatoarele radio (de tensiune, cl. C şi modulate) ocupă în economia cărţii, circa 180 pagini. Problemelor de stabilitate a circuitelor, circuite basculante şi oscilatoare le revine un număr de 210 pagini. Celelalte capitole, chiar dacă nu sînt dezvoltate atît de mult ca cele de mai sus, constituie introduceri foarte bune în diferitele domenii ale electronicii. Astfel, capitolele de «Redresoare» şi «Reglajul şi stabilizarea tensiunii redresate» (împreună au aproape 100 pagini) constituie o introducere temeinică în aceste domenii. Acelaşi lucru se poate spune şi despre capitolele «Relee electronice» şi «Formarea undelor nesinusoidale» precum şi despre capitolele «Tuburi la frecvenţe foarte înalte» şi «Detecţia». Este de remarcat că două capitole sînt rezervate unor probleme mai noi în electronică, unul mai puţin dezvoltat asupra circuitelor electronice de calcul (digitale şi analoge) iar altul, asupra transistorilor, care constituie de asemenea o foarte bună introducere în acest domeniu. Mai trebuie încă remarcat că în manual sînt prezentate pe scurt şi problemele amplificatoarelor şi stabilizatoarelor magnetice. Nu este prezentat amplificatorul dielectric.

3. *Contribuţiile originale* ale autorului sînt prezentate într-o proporţie mare în manual. În primul rînd se situează tratarea amplificatoarelor cl. C, la un nivel superior celor mai multe manuale străine. Pe baza unor lucrări originale, problema amplificatorului cl. C este încadrată riguros din punct de vedere matematic şi fizic. Astfel, se stabilesc relaţiile între mărimile care intervin şi funcţionarea amplificatorului (arătîndu-se condiţiile restrictive impuse acestor mărimi de limitările fizice de funcţionare) constatîndu-se că pentru predeterminarea funcţiunii este nevoie de a alege dinainte patru mărimi. Se expun, în continuare, metodele cunoscute de predeterminarea funcţionării amplificatorului cl. C dar şi o serie de metode ale autorului. Astfel autorul a construit în § 38.10.4, o serie de diagrame generale (pentru cazurile în care caracteristicile tubului sînt aproximate cu parabole de exponent 1, 1,25 şi 1,5) prin care se poate determina direct (un punct într-o asemenea diagramă determină întreaga funcţionare a amplificatorului) funcţionarea amplificatorului dacă se dau la început: a) tensiunea anodică medie E_a (fig. 1) şi curentul maxim I_u; b) E_a şi Z (fig. 1); c) E_a şi P_d (puterea disipată); d) E_a şi a încă o mărime definită de autor.

Celelalte două mărimi se pot alege oricum în fiecare caz, cît mai convenabil pentru funcţionarea amplificatorului. Acest «cît mai convenabil» este uşor de stabilit cu o asemenea diagramă, care permite astfel un calcul rapid, scutit de tatonările inerente tuturor metodelor cunoscute pînă acum. Diagramele acestea — referindu-se la curentul catodic — pot fi foarte bine utilizate direct în regim subexcitat cu un curent mic de grilă, însă pentru curenţi de grilă mai mari trebuie să se facă «corecţia curenţilor de grilă» expusă de autor în § 38.11. Această corecţie nu este necesară numai acestor diagrame ci, în general, oricăror metode care se bazează pe expresiile analitice ale curentului catodic, cum este cazul metodei clasice a rapoartelor de curenţi.

O foarte comodă şi rapidă corecţie aproximativă a curenţilor de grilă se poate obţine însă pe «caracteristica de excitaţie» a autorului (§ 38.10.2). Avantajul acestei caracteristici este şi acela că se poate predetermina direct funcţionarea amplificatorului cl. C atunci cînd se dau iniţial parametrii fizici ai montajului, E_a, E_g, U_g, Z (fig. 1). Cu metodele clasice predeterminarea funcţionării în acest caz nu se poate face decît prin tatonări. Mult mai interesante decît caracteristicile de excitaţie sînt «caracteristicile de modulaţie» pentru amplificatoarele cl. C ale autorului (§ 38.10.3). Ca şi la primele, este vorba de caracteristici normate. Aceste caracteristici, pentru cel care le aprofundează, dau dintr-o dată o imagine clară a funcţionării amplificatorului modulat anodic, pe grilă sau mixt. Pe lîngă faptul că ele sînt deosebit de utile practic, prezintă şi aspectul calitativ spectaculos al explicării evidente a faptului că distorsiunile la modulaţia pe grilă sînt mari iar la modulaţia anodică, mici. Pentru studentul care învaţă bazele circuitelor acest lucru este de un deosebit folos.

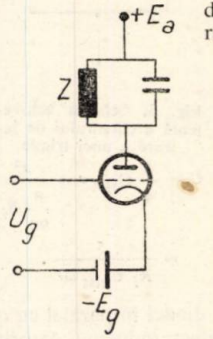


Fig. 1. Montaj amplificatori.

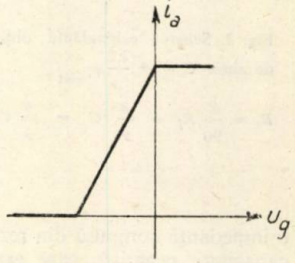


Fig. 2. Caracteristica $i_a - u_g$ a unui tub.

Contribuţia autorului nu se mărgineşte numai la dezvoltarea consistentă a teoriei şi practicii amplificatoarelor cl. C, interesul său manifestîndu-se deosebit şi în domeniul stabilităţii şi oscilaţiilor circuitelor. Astfel, autorul a încadrat matematic funcţionarea circuitelor basculante simetrice (Eccles-Jordan) stabilind ecuaţia caracteristicii negative şi studiind analitic în continuare stabilitatea acestor circuite (§ 24.5.2 şi 24.5.3). Ca oscilatoare (§ 42.3.1) se stabileşte o diagramă generală — «diagrama a-b» — care deşi a fost dedusă cu mulţi ani în urmă, se încadrează astăzi în metodele topologice moderne ale oscilaţiilor neliniare. Deosebit de interesante sînt regimurile de lucru, stabilite prin domenii topologice pe această diagramă (pag. 195, 215, 254, 255 şi 292).

Problema limitării amplitudinii este atacată şi pe o cale originală de către autor (§ 42.5.4), presupunînd că tubul electronic are o caracteristică formată din trei segmente de dreaptă (fig. 2). Problema stabilităţii amplitudinii şi frecvenţei staţionare de oscilaţie este prezentată pe baza unor rezultate originale (§ 44.9) ale autorului şi colaboratorilor săi de la Institutul Politehnic, profesorii G. CARTIANU şi EDM. NICOLAU.

Contribuţia originală a autorului este bogată şi în alte capitole (circuite basculante, amplificatoare audio de putere etc.) în plus mai trebuie remarcat că întreaga coloratură a cărţii este originală, volumele de faţă putînd sta alături de puţinele cărţi distincte de circuite electronice apărute oriunde.

4. *Execuţia grafică*, aparţinînd Editurii Academiei R.P.R., este mult îmbunătăţită faţă de primul volum. Deşi este probabil o întîmplare, paginile 151 şi 153 ale volumului II oferă o plăcută surpriză cititorului prin eleganţa lor. Totul se datoreşte faptului că rîndurile sînt aşezate ceva mai distanţat. Poate că Editura Academiei R.P.R. va ţine seamă de această observaţie.

M. Drăgănescu

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621—53

COSTAKE, N.N. и IANCULESCU, GH. R:

Некоторые виды поведения комплексных регулирующих систем.

Automatica şi Electronica, I (1957) № 4, стр. 141—146.

Рассматривается поведение некоторых комплексных систем регулирования (включенных параллельно и взаимносоединенных), причем особо подчеркивается их устойчивость. На основе исследования этих систем выводятся важные заключения в связи с влиянием составляющих однотипных или разнотипных систем на устойчивость, а также на другие характеристики комплексной системы.

ДК 621.3.014.31:621.316.721.078

HĂNGĂNUŢ, M:

Автоматическое регулирование тока электрической дуги

Automatica şi Electronica, I (1957) № 4, стр. 146—153.

Описывается система автоматического регулирования тока выпрямителя на 1000 квт, питающего мощную электрическую дугу установки для крекинга метана. Кратко описывается процесс крекинга метана посредством электрической дуги постоянного тока, а также освещаются основные электрические вопросы, связанные с данным процессом.

ДК 621.391

NICOLAU, EDM.:

Автоматические корреляторы.

Automatica şi Electronica, I (1957) № 4, стр. 154—158.

Описаны 3 автоматических коррелятора, созданных в лаборатории высокочастотных измерений Бухарестского политехнического института. Созданные устройства воспроизводят поведение живых существ в связи с формированием условных рефлексов.

ДК 621.373.422.016.35

BERNSTEIN, D:

Об устойчивости частоты генератора с отрицательным сопротивлением.

Automatica şi Electronica, I (1957) № 4, стр. 159—164.

Приводится оригинальный метод исследования устойчивости частоты генератора с отрицательным сопротивлением. Выводится соотношение, связывающее отклонение частоты генератора с отклонением напряжения питания и с изменением нагрузки. Теоретические выводы хорошо подтверждаются экспериментально.

ДК 621.039.42.001.24

ŞTEFĂNESCU, AL.:

Физическй расчет неоднородных реакторов: естественный уран-графит.

Automatica şi Electronica, I (1957) № 4, стр. 164—176.

Первая часть статьи излагает классический метод расчета реактора, (неоднородного с H_2O и D_2O/; во второй части статьи рассматривается практическое применение метода расчета для неоднородных реакторов типа естественный уран-графит с воздушным охлаждением. Вторая часть статьи содержит описание микроскопического исследования сети.

КОММЕНТАРИИ, стр. 177—178.
РЕФЕРАТЫ, стр.179—184.
ХРОНИКА, стр. 188.
БИБЛИОГРАФИЯ, стр. 185—187.

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621—53

COSTAKE, N. N. u. IANCULESCU, GH. R.:

Einige Verhaltungsmerkmale der komplexen Regelungssysteme

Automatica şi electronica, I (1957) H. 4, S. 141—146.

Es wird das Verhalten einiger komplexen Regelungssysteme untersuch (in Parallel-und in Verbundschaltung) mit besonderer Berücksichtigung ihrer Stabilität.

Auf Grund der Prüfung dieser Systeme leitet man einige wichtige Schlussfolgerungen ab, in Verbindung mit den Auswirkungen der gleich-oder verschiedenartigen Teilsysteme auf die Stabilität des komplexen Systeme, wie auch in Verbindung mit anderen Eigenschaften dieses Systems.

DK 621.3.014.31:621.316.721.078

HĂNGĂNUŢ, M.:

Die selbsttätige Regelung des Stromes im elektrischen Bogen

Automatica şi electronica, I (1957) H. 4, S. 146—153.

Es wird die selbsttätige Stromregelung eines Gleichrichters von 1 MW beschrieben, der zur Speisung eines für den Krachprozess von Methan — Gas verwendeten elektrischen Bogens dient. Das Verfahren wird kurz dargelegt und die elektrotechnischen Fragen erörtert, die beim Krachprozess von Methan-Gas im Gleichstrombogen auftreten.

DK 621.391

NICOLAU, EDM., POPOVICI, A. u. POPESCU, G.:

Selbsttätige Korrelatore

Automatica şi electronica, I (1957) H. 4, S. 154—158.

Es werden drei selbsttätige Korrelatore beschrieben, die zu Versuchszwecken im Laboratorium für Hochfrequenzmessungen des Polytechnischen Instituts zu Bukarest gebautwurden. Die ausgeführten Vorrichtungen simulieren das Verhalten der Lebewesen betreffend die Bildung von bedingten Reflexen.

DK 621.373.422.016.35

BERNSTEIN, D.:

Über die Frequenzstabilität eines Oszillators mit negativen Widerstand

Automatica şi electronica, I (1957) H. 4, S. 159—164.

Es wird durch ein originalles Verfahren die Frequenzstabilität eines Oszillators mit negativen Widerstand behandelt. Es wird eine Beziehung festgelegt, ldie die Frequenzänderung in Abhängigkeit von der Änderung einer Speissespannung und von der Belastungsänderung darstellt. Die theoretischen Ergebnisse wurden durch Versuche nachgeprüft und dabei wurde eine zufriedenstelende übereinstimmung erzielt.

DK 621.039.42.001.24

ŞTEFĂNESCU, AL.:

Die physikalische Berechnung von heterogenen Atommeilern mit naturlichem Uran-Graphit

Automatica şi electronica, I (1957) H. 4, S. 164—176.

Der erste Teil enthält eine klassische Behandlung der Berechnung eines (heterogenen) Atommeilers (mit H_2O oder D_2O); im zweiten Teil wird die Berechnung praktisch angewendet auf luftgekühlte heterogene Atommeiler mit natürlichem Uran-Graphit. Der Artikel hat die mikroskopische Untersuchung des Gitters zum Gegenstand.

BESPRECHUNGEN, S. 177—178.
REFERATE, S. 179—184.
CHRONIK, S. 18—187.
BUCHBESPRECHUNGEN, S. 188.

SOMMAIRE

CD 621—53.

COSTAKE, N. N. et IANCULESCU, GH. R.:

Certains aspects du comportement des systèmes de réglage complexes

Automatica şi electronica, I (1957) no. 4, p. 141—146.

On examine le comportement de certains systèmes de règlage complèxe (en paralèlle et interconnectés) en insistant surtout sur leur stabilité.

En étudiant ces systèmes on déduit certaines conclusions importantes concernant les effets des systèmes components — du même type ou de types différents — sur la stabilité du système complexe, ainsi que d'autres performances de celui-ci.

CD 621.3.014.31:621.316.721.078

HĂNGĂNUŢ, M.:

Le réglage automatique du courent dans un arc électrique

Automatica şi electronica, I (1957) no. 4, p. 146—153.

On décrit le réglage automatique du courent d'un rédresseur ayant une puissance de 1 MW et déstiné à alimenter un arc éléctrique utilisé pour le cracking du métan. On décrit brièvement le procédé et les problèmes électriques posés par le cracking du métan dans un arc électrique à courent continu.

CD 621.391

NICOLAU, EDM., POPOVICI, A. et POPESCU, G.:

Corrélateurs automatiques

Automatica şi electronica, I (1957) no. 4, p. 154—158.

On présente trois corrélateurs automatiques réalisés éxperimentalement dans le laboratoire de mesures en haute fréquence de l'Institut Polytechnique de Bucarest. Les dispositifs réalisès simulent le comportement des êtres vivants en ce qui regarde la formation des reflexes conditionnés.

CD 621.373.422.016.35

BERNSTEIN, D.:

Sur la stabilité de la fréquence d'un oscillateur à résistance négative

Automatica şi electronica, I (1957) no. 4, p. 159—164.

Au cours de l'ouvrage on donne une méthode originale employée dans l'étude de la stabilité de la fréquence d'un oscillateur à resistance négative. On établit une relation qui lie la variation de la fréquence de l'oscillateur à la variation d'une tension du montage et à la variation de la charge. Les résultats théoriques sont verifiés éxperimentalement en obtenant une bonne concordance.

CD 621.039.42.001.24

ŞTEFĂNESCU, AL.:

Le calcul physique des réacteurs hétérogènes: l'uraniu naturel-graphite

Automatica şi electronica, I (1957) no. 4, p. 164—176.

Dans la première partie on calcule d'une manière classique un réacteur hétérogène a H_2O ou D_2O et dans la deuxième partie on fait une application pratique de calcul concernant les réacteurs hétérogènes du type uranium naturel-graphyte, refroidis à l'air. L'ouvrage présent fait l'objet de l'étude microscopique du réseau.

COMMENTAIRES, p. 177—178.
COMPTE-RENDUS, p. 179—184.
CHRONIQUE, p. 185—187.
BIBLIOGRAPHIE, p. 188.

CONTENTS

DC 621—53

COSTAKE, N. N. and IANCULESCU, GH. R.:

Some aspects of the behaviour of complex central systems

Automatica şi electronica, I (1957) no. 4, p. 141—146.

The behaviour of some complex control systems (parallel or interconnected) is analysed, with an emphasis on stability. The study of such systems alows some important conclusions to be drawn, regarding the effects of the component systems (of identical or different type) on the stability of the complex system, as well as on other performances.

DC 621.3.014.31:621.316.721.078

HĂNGĂNUŢ, M.:

The automatic control of current in an electric arc

Automatica şi electronica, I (1957) no. 4, p. 146—153.

The automatic control of curent is described in a 1 MW rectifier supply of an electric arc used for the cracking of methane. The paper describes shortly the method and the electrical problems of the cracking of methane in a d.c. electric arc.

DC 621.391

NICOLAU, EDM., POPOVICI, A. and POPESCU, G.:

Automatic correlators

Automatica şi electronica, I (1957) no. 4, p. 154—158,

Three automatic correlators are presented which were designed and tested in the Laboratory for High Frequency Measurements of the Polytechnic Institute of Bucharest. These devices simulate the behaviour of live beings as regards the build-up of conditional reflexes.

DC 621.373.422.016.35

BERNSTEIN, D.:

On the frequency stability of a negative resistance oscillator

Automatica şi electronica, I (1957) no. 4, p. 159—164.

An original method of treatment of the frequency stability problem is given regarding a negative resistance oscillator. A relation is established which shows the dependence of the frequency variation of the oscillator on the variation of a supply tension, as well as of the load.

DC 621.039.42.001.24

ŞTEFĂNESCU, AL.:

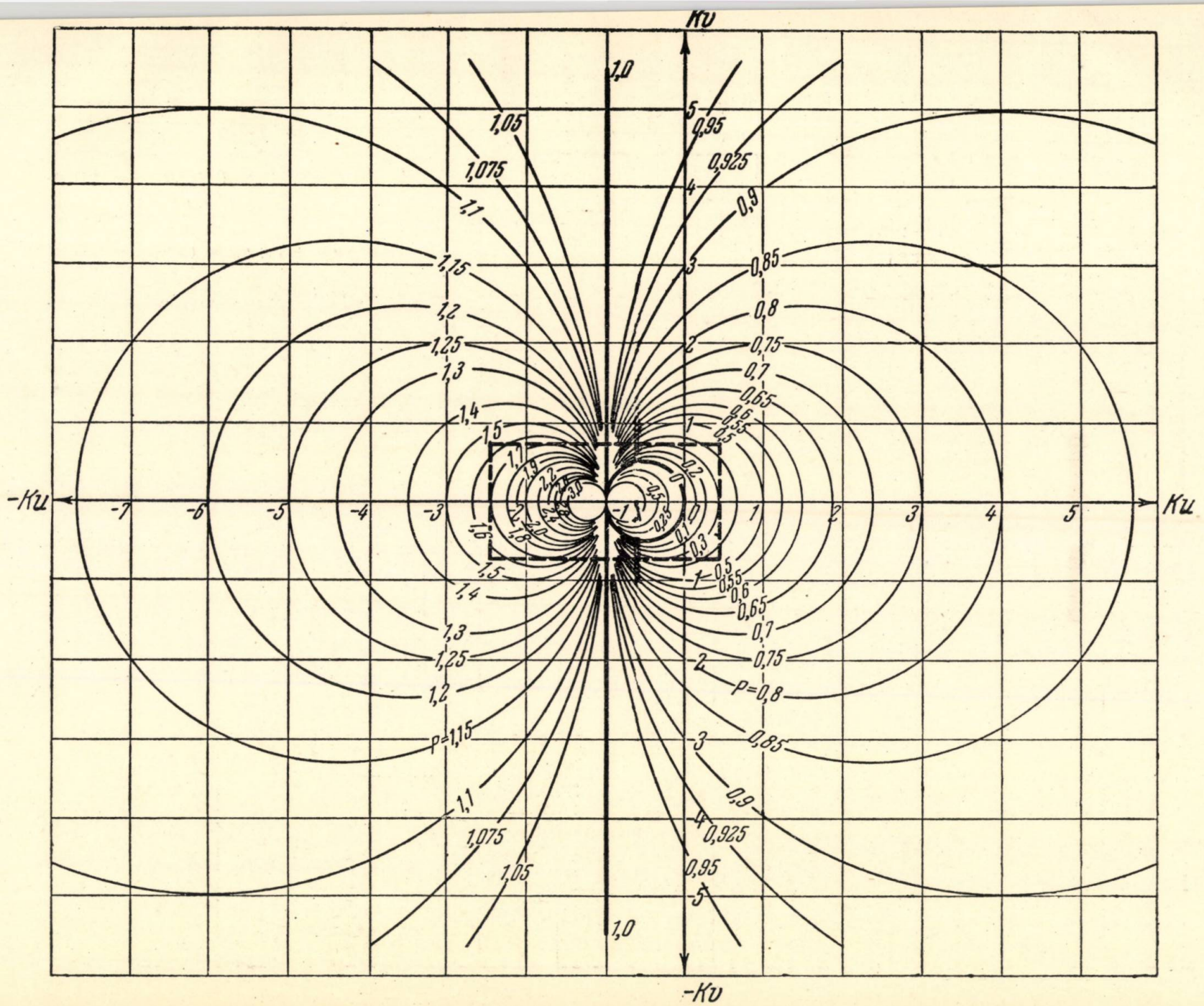
Physical design of heterogeneous reactors: natural uranium-graphite

Automatica şi electronica, I (1957) no. 4, p. 164—176.

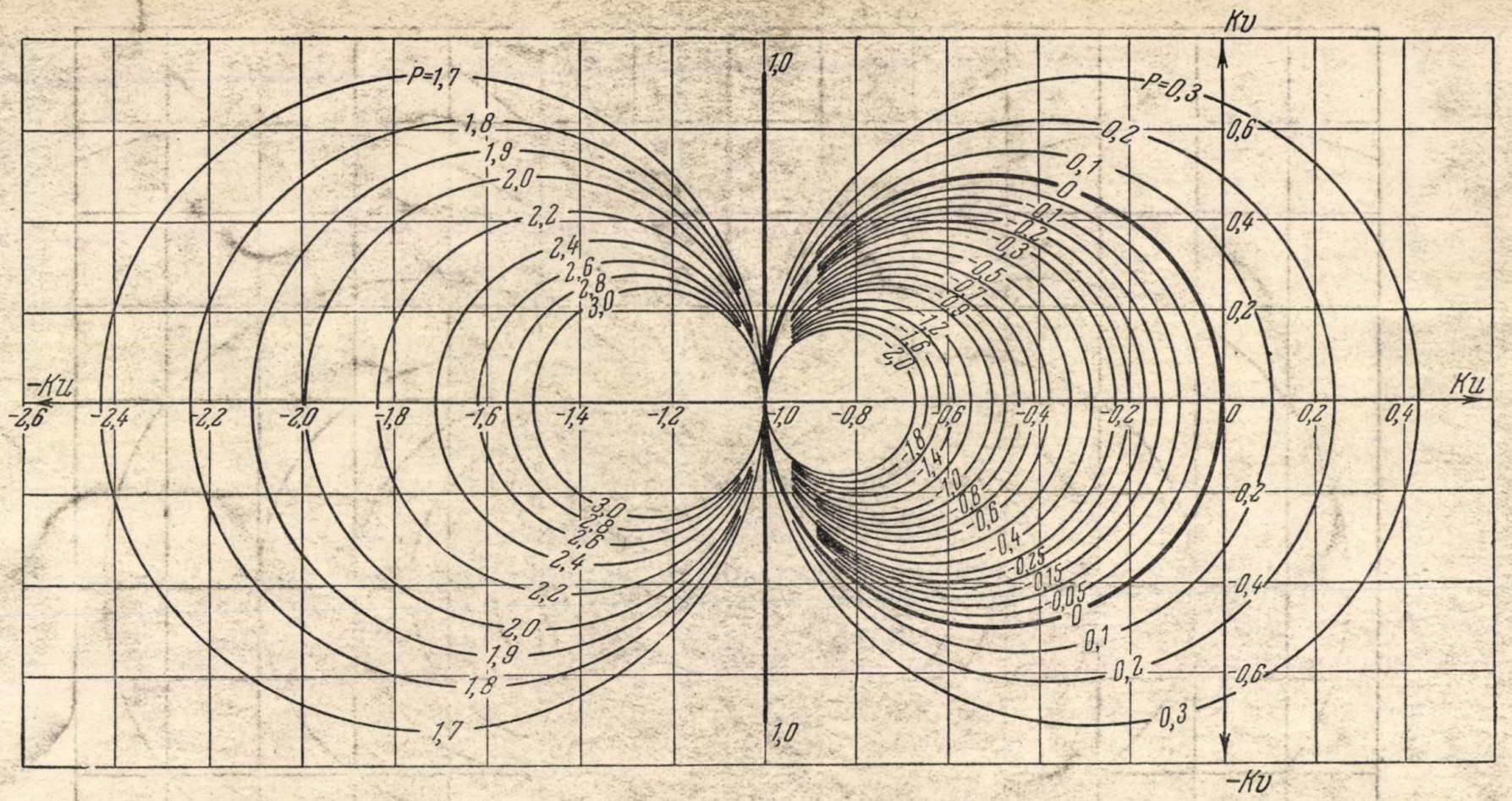
The first part of the paper is a classical treatment of the design of a heterogeneous reactor (with H_2O or D_2O); in the second part a practical example is given for the case of heterogeneous reactors of the natural uranium-graphite type, with air coolling. The object of this article is the microscopic study of the net work.

COMMENTARIES, p. 177—178.
ABSTRACTS, p. 179—184.
CHRONICLE, p. 185—187.
BOOKS, p.188.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR·BUDAPEST·1883



Nomograma I. Diagrama cercurilor pentru construirea părţii reale $P(\omega)$. a caracteristicii de frecvenţa Y_0 (jω) a sistemului închis,

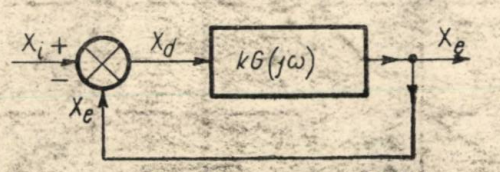


Nomograma II. Diagrama cercurilor la scară mărită, pentru regiunea punctată din nomograma I.

$$Y(j\omega) = KG(j\omega) = Ku(\omega) + jKv(\omega)$$

$$Y_0(j\omega) = \frac{KG(j\omega)}{1 + KG(j\omega)}$$

$$P(\omega) = \mathrm{Re}\,[Y_0(j\omega)]$$



$$Y(j\omega) = \frac{X_e(j\omega)}{X_d(j\omega)} \qquad Y_0(j\omega) = \frac{X_e(j\omega)}{X_i(j\omega)}$$

$$X_d = X_i - X_e$$

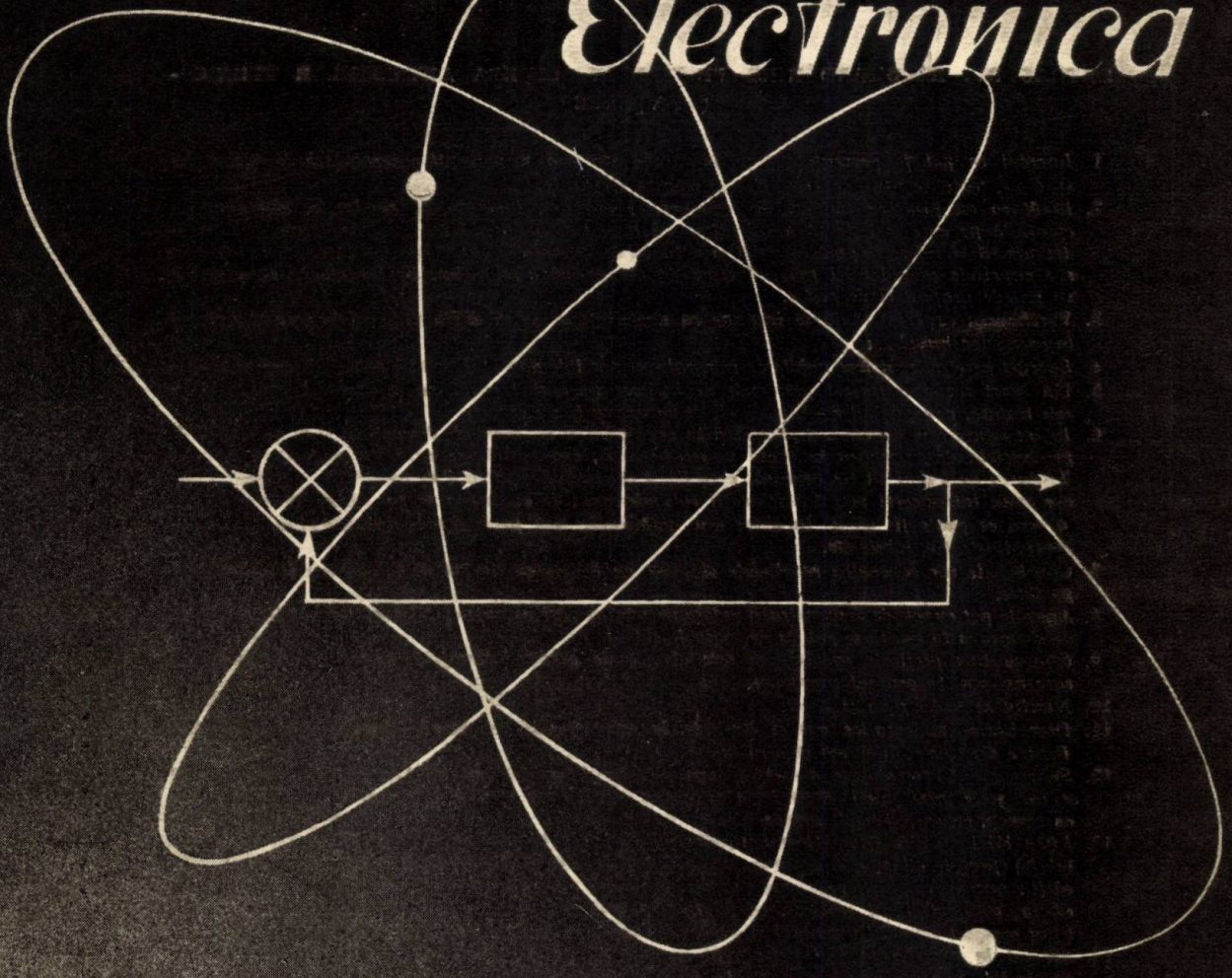
$d = -\dfrac{1-2P}{2(1-P)}$ = absscisa centrului cercului

$r = \dfrac{1}{2|1-P_c|}$ = raza cercului

P = valoarea $P(\omega)$ înscrisă pe cerc

Prețul Lei 5

Automatica și Electronica



Institutul de Documentare Tehnică
BUCUREȘTI
OBMEN - CSERE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - ÉCHANGE

5

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. VAZACA (redactor responsabil), conf. Fl. GIORĂSCU, ing. I. PAPADACHE, prof. ing. C. PENESCU, ing. M. POPA, conf. ing. R. STERE, prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R., conf. ing. I. UZUN.

EXTRAS DIN RECOMANDĂRILE PRIVIND ÎNTOCMIREA ARTICOLELOR TEHNICO-ȘTIINȚIFICE

1. *Lucrări ce pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.*
2. *Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție, este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție trebuie să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să posede propuneri de viitor.*
3. *Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.*
4. *Lucrări care au mai fost publicate integral sau parțial, nu pot fi trimise redacției spre publicare*
5. *Un scurt rezumat fixînd premizele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 6—8 rînduri, se va anexa lucrării.*
6. *În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se expres contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd inteligibilitatea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase; de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată, sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic-ilustrativ, tabele etc.*
7. *Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiilor posibile.*
8. *Anexele pot cuprinde demonstrații originale sau absolut necesare înțelegerii formulelor din text; de asemenea în anexe se pot da exemple de calcul.*
9. *Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.*
10. *Nivelul articolelor va fi înalt.*
11. *Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului. Pentru demonstrații se vor alcătui anexe.*
12. *Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grije literele majuscule, minuscule sau cele ruseți, romane, grecești, germane etc.*
13. *Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cît și figuri sau tabele) speciale cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcripții originale. Pentru cărți: numele complet, pronumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus în paranteză), ediția, editorul, locul editării, anul. Pentru articole: numele complet, pronumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus în paranteze), revista tomul, anul, numărul, paginile.*
14. *Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență excepționîndu-se lucrările scrise caligrafic. Se scrie pe o singură față, la două rînduri (2 000 semne pe pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.*
15. *Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.*
16. *Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica: titluri academice, funcțiuni, localitatea și adresa domiciliului, număr de telefon.*
17. *Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora de publicare.*
18. *Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări esențiale față de manuscris, în care caz ele cad în sarcina autorului.*

Revista „AUTOMATICA și ELECTRONICA", organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Editor: Asociația Științifică a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Redacția: București, Str. Ion Ghica Nr. 3, telefon 3.57.28-3.07.30. Administrația și casieria: București, Calea Victoriei Nr. 118, telefon 3.48.00. Redacția își rezervă toate drepturile privind lucrările precum și materialul grafic-ilustrativ apărut în revistă, cît și cele privitoare la traducerea în limbi străine. Se admit extrase sau comentarii numai cu indicarea completă a sursei. Revista apare odată la două luni. Abonamentul anual: pentru întreprinderi: lei 96, individual lei 30. — Prețul unui exemplar: lei 5. — Abonamentele se primesc la sediile administrației sau redacției mai sus indicate
Tiparul: Întreprinderea Poligrafică Nr. 3 — București.

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. I (1957) nr. 5 (sept. — oct.), pag. 189 — 236

SUMAR

CZ 621—53

PENESCU, C.I. :

O metodă pentru simplificarea analizei sistemelor de reglare automată liniare și continue

Automatica și electronica, I (1957) nr. 5, p. 189 — 192.

In cazul sistemelor de reglare, fie cu program fix fie cu program variabil este necesar să se studieze funcționarea acestora în raport cu mărimile perturbatoare. Se demonstrează că pentru marea majoritate a sistemelor fizice se poate considera în loc de variația mărimii perturbatoare o variație echivalentă a mărimii de intrare, cu observația că variația ieșirii trebuie echivalată cu variația erorii. Prin aceasta se simplifică calculul sistemelor, permițîndu-se aplicarea teoriei generale a sistemelor automate ; în lucrare se dau și două exemple.

CZ 621.375.3

DAMSKER, D. :

Fenomene neliniare în comportarea amplificatoarelor magnetice

Automatica și electronica, I (1957) nr. 5, p. 192—200.

Se analizează influența neliniarităților caracteristicilor elementelor componente ale amplificatoarelor magnetice în procesul tranzitoriu. Se reamintesc bazele teoriei clasice a amplificatorului și se arată fenomenele care conduc la abateri în comportarea dinamică a amplistatelor reale față de elementul inerțial ideal. Oscilogramele proprii prezentate ilustrează fenomenele.

CZ 621--52.001.57 : 681.142—523.8

VAZACA. CHR. și IANCULESCU GH. R. :

Simularea electronică a sistemelor automate

Automatica și electronica, I (1957) nr. 5, p. 200—208.

Pe baza principiilor generale ale simulării electronice se stabilesc schemele de simulare electronică ale unor sisteme automate mai complexe determinînd pentru aceasta, în prealabil, schemele bloc corespunzătoare.

CZ 621.385.011

DRĂGĂNESCU, M. :

Expresii generale pentru capacitatea și conductanța de intrare a unui tub electronic

Automatica și electronica, I (1957) nr. 5, p. 209—212.

În lucrare se obțin formule generale pentru capacitatea și conductanța de intrare a unui tub electronic la care electrodul de intrare este cuplat capacitativ (prin capacitățile interelectrozi sau prin capacitățile special montate exterior) cu puncte oarecare ale rețelei. Se ține seamă de influența sarcinii spațiale asupra capacităților dintre electrozi. Formulele prezintă interes practic permițînd un calcul comod al impedanței de intrare.

CZ 621.314.67.027.6 :621.316.722.1

BIRNBAUM, M. :

Redresor stabilizat de 30 kV

Automatica și electronica, I (1957) nr. 5, p. 212—216.

Se tratează proiectarea stabilizatoarelor pentru redresoare alimentate în înaltă frecvență, după care se descrie redresorul stabilizat de 30 kV construit de autor.

CZ 538.221 : 621.317.41

NICOLAU, EDM. și STANCU, GH. :

Metode pentru măsurarea permeabilității complexe la ferite

Automatica și electronica, I (1957) nr. 5, p. 217—223.

Articolul expune principalii parametri care caracterizează materialele magnetice sinterizate din categoria feritelor. Apoi se dau principalele metode de măsură utilizate în domeniul frecvențelor audio și radio.

CZ 629.19 : 523.4 :525

SHECHTMAN, I. :

Despre sateliții artificiali

Automatica și electronica, I (1957) nr. 5, p. 224—232.

Articolul are drept scop să informeze asupra problemelor generale pe care le pune lansarea sateliților artificiali ai pămîntului.

NOTE DE LABORATOR, p. 233—234
CRONICA, p. 234
REFERATE, p. 235—236

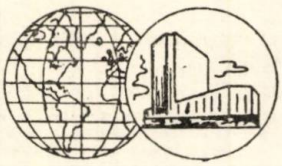
if You

manufacture automation, instrumentation or automatic control components, devices or systems . . . exhibit at the

FOURTH INTERNATIONAL

AUTOMATION

EXPOSITION and CONGRESS



NEW YORK
COLISEUM
JUNE 9
to 13, 1958

For descriptive brochure and list of products successfully exhibited at previous Automation Shows, contact

RICHARD RIMBACH ASSOCIATES, Mgmt.
819 Ridge Ave., Pittsburgh 12, Pa.

Automatica și Electronica

REVISTA TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. I (p. 189–236) Nr. 5, septembrie — octombrie București, 1957

MŰSZAKI KÖNYV... 1883

CORNELIU I. PENESCU*)

O metodă pentru simplificarea analizei sistemelor de reglare automată liniare și continue

CZ 621-53

După cum se cunoaște, un sistem automat trebuie să execute o relație de dependență între mărimea de la ieșire și cea de la intrare : în regim staționar această relație trebuie să fie :

$$x_e = k_r \cdot x_i \quad k_r \neq 0 \tag{1}$$

unde k_r este un factor de proporționalitate. Pe lîngă această acțiune directă între x_i și x_e, mărimi între care nu există o lege fizică absolută, ieșirea poate să fie influențată, de obicei în mod nedorit, de o serie de alte mărimi de care ea depinde prin legi fizice de dependență. Aceste mărimi care pot altera regimul tranzitoriu ca și cel staționar în care se tinde a se realiza relația (1), capătă denumirea de „mărimi perturbatoare". În acest caz, funcționarea unui sistem automat se concretizează prin relația funcțională implicită :

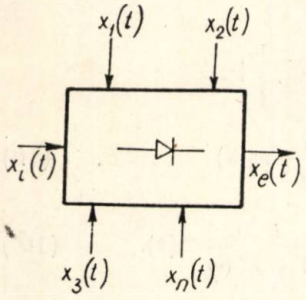


Fig. 1. Schema simbolică a unui sistem cu perturbații :

x_i x_e – mărimi la intrarea și la ieșirea sistemului ; $X_1 \ldots X_n$ – mărimi perturbatoare.

$$f_1(x_i, x_e, X_1 X_2, \ldots, X_n) = 0 \tag{2}$$

sau explicită :

$$x_e = f_2(x_i, X_1, X_2, \ldots, X_n). \tag{3}$$

În aceste două relații s-au considerat mărimile ce sînt aplicate din exterior sistemului automat (x_i, $X_1 \ldots, X_n$) sau se obțin de la acesta către exterior (x_e) ; mărimile auxiliare ce apar în interiorul sistemului nu s-au menționat neprezentînd interes deocamdată. S-a notat prin X_1, X_2, X_n mărimile perturbatoare aplicate sistemul automat ; în fig. 1 s-a arătat schematic sistemul unde semnul din interior indică, simbolic, că x_e depinde de celelalte și nu invers, precum și aceea că nu există dependență între x_i și $X_1 \ldots X_n$.

În cazul sistemelor închise și considerînd o singură mărime perturbatoare, schema funcțională arată ca în fig. 2. Dacă organul *1* are funcția de transfer, exprimată în operatorul Laplace, $P_1(s)$, iar organele *2* și *3*, $P_2(s)$ respectiv $P_r(s)$, rezultă expresia generală a mărimii la ieșire :

$$x_e(s) = \frac{P_2(s)}{1 + P_1(s) \cdot P_2(s) \cdot P_r(s)} X(s) + \frac{P_1(s) \cdot P_2(s)}{1 + P_1(s) \cdot P_2(s) \cdot P_r(s)} x_i(s). \tag{4}$$

Această expresie se poate pune sub forma :

$$x_e(s) = \frac{P_2(s)}{1 + E'(s)} X(s) + \frac{E(s)}{1 + E'(s)} x_i(s) \tag{5}$$

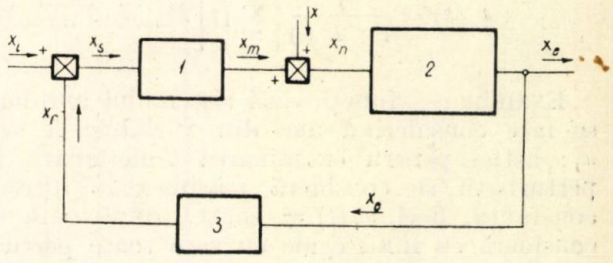


Fig. 2. Schema funcțională a unui sistem automat în circuit închis cu perturbație la ieșire. Cazul particular al unei singure mărimi perturbatoare :

1 – organul de amplificare și de execuție al dispozitivului de automatizare (cazul general) ; 2 – organul automatizat (cazul general) ; 3 – traductor de reacție.

unde $E(s)$ este funcția de transfer a sistemului deschis :

$$E(s) = P_1(s) \cdot P_2(s) \tag{6}$$

iar $E'(s)$ este :

$$E'(s) = E(s) \cdot P_r(s). \tag{7}$$

În cazul existenței a mai multor mărimi perturbatoare, la intrarea organului *2* de la

*) Ing. C. I. PENESCU este profesor la Institutul Politehnic din București și membru al Comisiei de automatizare de pe lîngă Prezidiul Academiei R.P.R.

fig. 2 (cum este cazul, de exemplu, în fig. 3, *b*) se vede că expresia mărimii la ieşire devine :

$$x_e(s) = \frac{P_2(s)}{1 + E'(s)} \sum_1^n X_i(s) + \frac{E(s)}{1 + E'(s)} x_i(s). \quad (8)$$

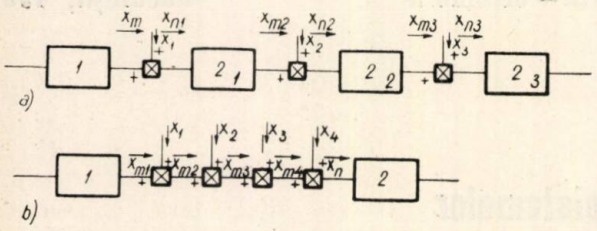


Fig. 3. Varianta de distribuire a mărimilor perturbatoare în legătura directă a automatului.

Dacă mărimile perturbatoare sînt distribuite pe diversele organe, ca în cazul fig. 3, *a*, este uşor de văzut că expresia mărimii la ieşire este :

$$x_e(s) = \frac{1}{1 + E'(s)} \sum_1^n \prod_1^k [P_{2,i}(s) \cdot P_{2,(i+1)}(s) \ldots P_{2,(i+k)}(s)] X_i(s) + \frac{E(s)}{1 + E'(s)} x_i(s). \quad (9)$$

În cazul apariţiei mărimilor perturbatoare oriunde în sistem (pe legătură directă) din relaţiile (8) şi (9) se obţine :

$$x_e(s) = \frac{1}{1 + E'(s)} \left\{ \sum_1^p \prod_1^r \left[P_{2,i}(s) \cdot P_{2,(i+1)}(s) \ldots P_{2,(i+r)}(s) \right] \left[\sum_{a=i}^{a=d} X_a(s) \right] + \right.$$

$$\left. + \sum_1^q \prod_1^t \left[P_{1,i}(s) \cdot P_{1,(i+1)}(s) \ldots P_{1,(i+t)}(s) \right] \left[\sum_{b=i}^{b=c} X_b(s) \right] \right\} + \frac{E(s)}{1 + E'(s)} x_i(s) \quad (10)$$

$$x_e(s) = \frac{1}{1 + E'(s)} \left\{ \sum_1^p \prod_1^r \left[P_{2,i}(s) \cdot P_{2,(i+1)}(s) \ldots P_{2,(i+r)}(s) \right] \left[\sum_{a=i}^{a=d} X_a(s) \right] \right\} + \frac{E(s)}{1 + E'(s)} x_i(s). \quad (10')$$

$$x_e(s) = \frac{1}{1 + E'(s)} \left\{ \sum_1^p \prod_1^r \left[P_{2,i}(s) \cdot P_{2,(i+1)}(s) \ldots P_{2,(i+r)}(s) \right] \left[\sum_{a=i}^{a=d} X_a(s) \right] \right\} + \text{constantă}. \quad (10'')$$

Examinarea funcţionării sistemului automat se face considerînd una din variabile X sau x_i; astfel pentru examinarea funcţionării la perturbaţii se consideră mărimea la intrare constantă, deci $x_i(t) = \text{const.}$, după cum se consideră ca fiind egale cu zero toate perturbaţiile cu excepţia uneia singure. Se ia succesiv pentru toate celelalte mărimi perturbatoare aceeaşi operaţie. După aceea se consideră perturbaţiile egale cu zero şi $x_i(s) \neq 0$; atunci sistemul devine un sistem de urmărire cu funcţia cunoscută :

$$x_e(s) = \frac{E(s)}{1 + E'(s)} x_i(s). \quad (11)$$

Faţă de aceste cazuri generale se întîlnesc de obicei următoarele simplificări :

1) traductorul reacţiei negative nu există, atunci :

$$E(s) = E'(s)$$

şi relaţia (11) capătă forma :

$$x_e(s) = \frac{E(s)}{1 + E(s)} x_i(s) \quad (11')$$

2) traductorul reacţiei negative există, dar se adoptă o mărime de calcul :

$$x_i'(s) = x_i(s) \cdot P_r(s)$$

relaţia (11) devenind :

$$x_e(s) = \frac{E'(s)}{1 + E'(s)} x_i(s) \quad (11'')$$

3) perturbaţiile exterioare intervin numai la organul automatizat ; aceasta corespunde însuşi fenomenului fizic, deoarece organul automatizat reprezintă în sistemul automat însăşi instalaţia care realizează procesul tehnologic. Or, se ştie că acest proces poate să fie influenţat nu numai prin mărimea aplicată de către dispozitivul de automatizare ci şi de alte mărimi. În marea majoritate a cazurilor mărimea perturbatoare cea mai importantă este puterea ce se cere instalaţiei.

Dispozitivul de automatizare nu este, de obicei, supus influenţei mărimilor perturbatoare, deoarece, prin construcţia sa, se aranjează de aşa natură ca să fie sustras acestor influenţe.

Atunci relaţia (10) se simplifică sub forma (10').

Din această relaţie se observă că nici regimul tranzitoriu, nici regimul staţionar nu sînt identice dacă se consideră o variaţie de acelaşi tip la intrare sau la mărimea perturbatoare. Regimul tranzitoriu este diferit deoarece pentru aceleaşi expresii ale funcţiilor X sau x_i, numărătoarele funcţiilor de transfer sînt diferite deşi numitoarele sînt aceleaşi. Regimul staţionar va fi iarăşi diferit deoarece factorul de amplificare total (se consideră sisteme automate statice adică avînd abateri staţionare) este diferit.

În cazul sistemelor de reglare automată, cu consemn fix, mărimea la intrare este constantă ; în această situaţie relaţia (10') devine (10'').

Analiza unui asemenea caz trebuie făcută considerînd pe rînd fiecare perturbaţie în parte, celelalte fiind egale cu zero. O asemenea analiză va conduce, în mod evident, la o metodică de calcul diferită la sistemele de reglare cu consemn fix, faţă de sistemele automate închise în general, la care trebuie considerată variaţia

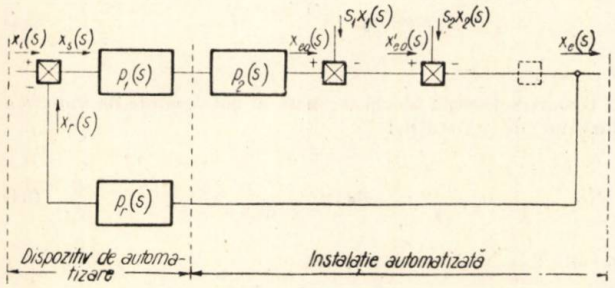


Fig. 4. Schema funcţională a unui sistem automat corespunzător majorităţii instalaţiilor automatizate.

intrării. Totuşi, pentru majoritatea sistemelor fizice mărimile perturbatoare nu intervin oricum asupra instalaţiei automatizate; în cea mai mare parte a cazurilor, luînd în considerare că funcţionarea instalaţiilor trebuie să fie posibilă şi dacă nu există reglare automată, dependenţa mărimii la ieşire de mărimea perturbatoare, în regim staţionar, poate fi exprimată prin relaţia aproximativă :

$$x_e \approx x_{e_0} - \sum_{1}^{p} S_i\, x_i \qquad (12)$$

unde x_{e_0} este valoarea dorită a mărimii de ieşire, iar S_i — gradele de statism în raport cu mărimile perturbatoare X_i.

În majoritatea cazurilor relaţia (12) este valabilă identic şi în regim tranzitoriu :

$$x_e(s) = x_{e_0}(s) - S_i\, X_i(s). \qquad (12')$$

În fig. 4 este arătată schema funcţională a unui sistem automat ce reprezintă funcţia (12').

Considerînd numai o singură perturbaţie, schema funcţională a sistemului are aspectul de la fig. 5, *a*; se observă, schema fiind dispusă în sensul perturbaţie-ieşire, că pe legătura directă nu există element de transfer. Astfel expresia mărimii la ieşire va fi :

$$x_e(s) = \frac{P_1(s)\cdot P_2(s)}{1 + E'(s)}\, x_i(s) - \frac{1}{1 + E'(s)}\, S_1 X_1(s). \qquad (13)$$

În cazul sistemelor de reglare cu consemn fix $x_i(t) = \text{const}$ şi, deci, relaţia (13) devine :

$$x_e(s) = -\frac{1}{1 + E'(s)}\, S_1 X_1(s) + x'_{e_0}. \qquad (14)$$

În fig. 5, *b* este arătată schema funcţională care reprezintă sistemul de reglare în acest caz.

Relaţiile (13) şi (14) reprezintă, de fapt, forma simplificată a relaţiilor (10') şi (10'').

După cum se cunoaşte, în cazul unui sistem automat în circuit închis fără perturbaţie la ieşire, mărimea de acţionare x_s este dată de relaţia :

$$x_s(s) = \frac{1}{1 + E'(s)}\, x_i(s). \qquad (15)$$

Din comparaţia relaţiilor (14) şi (15) se poate observa că dependenţa mărimii la ieşire de mărimea perturbatoare este, cu factorul de proporţionalitate s_1 şi ţinînd seamă de semnul schimbat, aceeaşi ca dependenţa mărimii de acţionare de mărimea de la intrare.

În cazul sistemelor de reglare fără traductor pe legătura inversă, mărimea de acţionare este egală cu eroarea ; astfel, pentru asemenea situaţii, dependenţa ieşirii de perturbaţie va fi aceeaşi ca dependenţa erorii de intrare.

De aici se poate trage următoarea concluzie :

În cazul instalaţiilor automatizate la care perturbaţia acţionează asupra ieşirii după o relaţia liniară, atît în regim staţionar cît şi tranzitoriu, studiul comportării acestor instalaţii în cazul reglării automate cu consemn fix este acelaşi ca la sistemele de urmărire însă cu referire la eroarea acestora.

Trebuie remarcat că valoarea staţionară a mărimii la ieşire va fi în cazul unei perturbaţii treaptă :

$$x_{e_s} = \lim_{t\to\infty} x_e(t) = \lim_{s\to 0} s\, x_e(s) = x'_{e_0} - \frac{S_1}{1 + K} \qquad (16)$$

în care K este factorul total de amplificare. Se observă prin urmare că sistemul de reglare

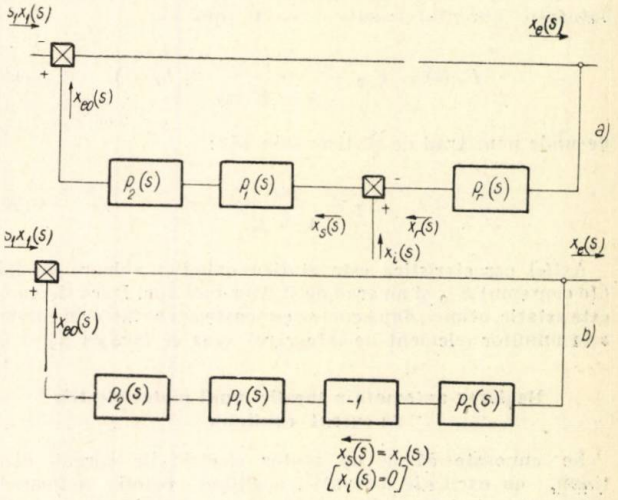


Fig. 5. Scheme funcţionale :

a — în cazul sistemului automat din fig. 4 şi a unei singure perturbaţii la ieşire; *b* — în cazul unui sistem de reglare cu consemn fix şi cu o singură perturbaţie la ieşire.

reduce gradul de statism al caracteristicii naturale ; la sistemele cu eroare staţionară nulă rezultă $x_{e_s} = x'_{e_0} = x_{e_0}$ şi, deci, sistemul va fi astatic

atît la perturbaţie cît şi la mărimea de la intrare. Aceasta simplifică noţiunea de statism, atît de des întîlnită în reglarea automată.

Cele arătate mai sus simplifică calculul sistemelor automate, care se reduce la studierea funcţiei :

$$f_1 (x_i, x_e) = 0 \qquad (2')$$

sau

$$x_e = f_2 (x_i) \qquad (3')$$

indiferent dacă sistemele sînt de urmărire sau de reglare.

ANEXA

Reglarea automată a excitaţiei unui generator sincron

După cum se ştie, tensiunea la bornele unui generator sincron este, neglijînd rezistenţa înfăşurării statorice, presupunînd un rotor ideal ($x_d = x_q$) şi turaţie constantă :

$$E_s = E_G \cos \delta - I_{Gr} \cdot x_d \qquad (17)$$

unde E_G este forţa electromotoare, iar I_{Gr} este componenta reactivă a curentului statoric. Deoarece tensiunea la borne şi forţa electromotoare sînt, ca modul, mult mai mari decît căderea de tensiune I_{Gr}, x_d rezultă că se poate scrie cu o bună aproximaţie :

$$E_s \approx E_G - I_{Gr}\, x_d \qquad (17')$$

adică tensiunea la borne depinde de curentul reactiv printr-o relaţie liniară. Se observă, din comparaţia relaţiei (17') cu relaţia (12) că gradul de statism al caracteristicii naturale în raport cu curentul reactiv este chiar reactanţa longitudinală. În regim tranzitoriu, ţinînd seamă că reactanţa x_d variază puţin la variaţii mici de curent (regimul de variaţie al reactanţei care trece prin valorile x_d'', x_d' şi tinzînd către reactanţa sincronă, este cu atît mai scurt cu cît raportul între curentul de sarcină şi curentul de scurtcircuit este mai mic), rezultă că :

$$E_s (s) \approx E_G (s) - I_{Gr} (s) \cdot x_d. \qquad (18)$$

Astfel dependenţa tensiunii la borne de mărimea perturbatoare — curentul reactiv — va fi (din 14) :

$$E_s (s) = E_{s0} - \frac{1}{1 + E' (s)}\, x_d\, I_{Gr} (s) \qquad (19)$$

de unde noul grad de statism (din 16) :

$$S_T = \frac{x_d}{1 + K}. \qquad (20)$$

Astfel caracteristica este statică avînd o valoare de gol (de consemn) E_{S0} şi un grad de statism mai mic. Dacă sistemul este astatic, atunci, după cum se cunoaşte apare factorul comun s la numitor (element de integrare) ceea ce face ca $S_T = 0$.

Reglarea automată a turaţiei unui motor electric de curent continuu

Se cunoaşte că la un motor electric de curent continuu, cu excitaţie derivaţie, neglijînd reacţia indusului, dependenţa puterii electrice consumate, de turaţie se poate exprima prin relaţia :

$$P_{er} = U \cdot I_r = \frac{U^2}{r_r}\left(1 - \frac{n}{n_0}\right) \qquad (21)$$

unde n_0 este turaţia ideală de mers în gol (la curent rotoric zero), r_r — rezistenţa rotorică, iar U-tensiunea la borne.

Deoarece puterea mecanică (la arbore) depinde de puterea electrică prin :

$$P_m = \eta \cdot P_{er} \qquad (22)$$

unde η este randamentul, se vede uşor că :

$$n = n_0 - \frac{r_r \cdot n_0}{U^2 \eta} \cdot P_m. \qquad (23)$$

Deoarece turaţia ideală de mers în gol depinde de valoarea fluxului de excitaţie :

$$n_0 = \frac{U}{k \cdot \Phi_e} \qquad (24)$$

rezultă :

$$n = \frac{U}{k\,\Phi_e} - \frac{r_r}{U \cdot \eta\, k\, \Phi_e}\, P_m. \qquad (25)$$

De aici se vede că turaţia depinde de puterea mecanică printr-o lege liniară cu un grad de statism al caracteristicii naturale :

$$S_n I_0 = \frac{r_r}{U \cdot \eta\, k\, \Phi_e} \qquad (26)$$

unde P_m este puterea mecanică şi va fi mărimea perturbatoare.

Este mai comod de considerat ca mărime perturbatoare curentul rotoric, astfel relaţia (25) devine în acest caz :

$$n = \frac{U}{k\,\Phi_e} - \frac{r_r}{k\,\Phi_e}\, I_r \qquad (25')$$

şi

$$S_n I_0 = \frac{r_r}{k\,\Phi_e}. \qquad (26')$$

Se observă că este mai bine acţionat asupra tensiunii U decît a lui Φ_e pentru modificarea turaţiei, deoarece nu se modifică statismul. Cum inductanţa rotorică este destul de mică, iar statorul este închis printr-o rezistenţă mare, se vede uşor că :

$$n (s) = n_0 (s) - S_n I_0\, I_r (s). \qquad (27)$$

Din comparaţia acestei relaţii cu cele precedente (relaţia 11') se constată analogie ; astfel gradul de statism ce se obţine prin reglare automată va fi :

$$S_{nI} = \frac{S_n I_0}{1 + K}. \qquad (28)$$

BIBLIOGRAFIE

[1] CHESTNUT, H., MAYER, W. : *Servomechanisms and regulating system design*, vol. II, E1. J. Willey and Sons, New-York, 1955.

[2] PENESCU, C. I. : *Regimul dinamic al sistemelor de reglare automată a excitaţiei generatoarelor sincrone, folosind regulatoare reostatice cu sectoare rostogolitoare.* Automatica şi electronica I (1957) 1, p. 3—14.

DOREL DAMSKER *)

Fenomene neliniare în comportarea amplificatoarelor magnetice

CZ 621.315.3

Amplificatoarele magnetice sînt constituite din mai multe elemente fizice (miezuri magnetice, redresoare); fenomenele fizice care stau la baza funcţionării lor sînt complexe şi deci nu poate fi vreo lege matematică liniară care să exprime comportarea lor dinamică.

Infăţişarea liniară a procesului tranzitoriu

Dacă vom considera că procesele tranzitorii, care au loc în amplificatoarele magnetice sînt de tipul proceselor lente, pentru care se iau în consideraţie numai succesiunea stărilor staţionare corespunzătoare valorilor, care se modifică în trepte de la ciclu la ciclu ale semnalului de comandă, dacă se neglijează fenomene de ordin secundar care se produc numai datorită variaţiilor rapide ale parametrilor şi care pot avea, după cum se va vedea mai departe, efecte importante, dacă se neglijează fenomene tranzitorii care se petrec în intervalele ciclice în care amplificatorul nu debitează, dacă se consideră numai variaţia valorilor medii ale parametrilor de la un ciclu la altul; dacă se consideră drept curbă de histerezis a miezului o formă geometrică simplă : două drepte rectangulare, dreptunghiul sau paralelogramul, iar sarcina ohmică, se ajunge să se demonstreze că procesul tranzitoriu la amplificatorul magnetic capătă un aspect similar cu întîrzierea stabilirii curentului într-un circuit inductiv cu parametrii constanţi.

Întîrzierea inductivă este cauzată de tensiunile induse, care apar în înfăşurarea de comandă în timpul în care intervine o schimbare a fluxului mediu de la un semiciclu la alt semiciclu. În acest caz se poate defini constanta de timp ca fiind timpul după care are loc o variaţie egală cu 63 % din valoarea de ieşire corespunzătoare la o modificare în treaptă a tensiunii de comandă. Pentru mai multă corectitudine trebuie să se adauge că variaţiile trebuie astfel alese încît ele să aibă loc într-o regiune a caracteristicii de comandă în care între mărimea de ieşire şi semnalul de intrare există o lege liniară. Pentru constanta de timp a amplificatorului magnetic se poate scrie relaţia :

$$T_c = \frac{L_c}{R_c}$$

în care L_c şi R_c sînt inductivitatea şi rezistenţa circuitului de comandă. Se precizează că inductanţa L_c nu este inductanţa propriu zisă a înfăşurării de comandă, care conform ipotezelor este foarte mare în starea nesaturată şi zero în starea saturată a miezurilor, ci este acea inductanţă care rezultă din variaţia valorii medii a fluxului.

După calcule cunoscute [1] şi [10] rezultă :

$$L_c = \frac{1}{2f} \cdot \frac{N_c}{N_a} \cdot \frac{\Delta I_s (R_s + R_r)}{\Delta I_c}$$

De aici expresia pentru constanta de timp

$$T_c = \frac{1}{2f} \cdot \frac{N_c}{N_a} \cdot \frac{R_s + R_r}{R_c} \cdot \frac{\Delta I_s}{\Delta I_c}$$

S-a notat cu N_c, N_a — numărul de spire al înfăşurărilor de pe un miez ; f -frecvenţa tensiunii de alimentare ; R_s, R_r — rezistenţa de sarcină şi a redresorului de saturaţie ; I_s — valoarea medie a curentului de lucru.

Deoarece coeficientul de amplificare a puterii este :

$$A_p = \frac{(\Delta I_s)^2 R_s}{(\Delta I_c)^2 R_c}$$

şi a amperspirelor :

$$A_{sp} = \frac{N_a (\Delta I_s)}{N_c (\Delta I_c)}$$

rezultă :

$$T_c = \frac{1}{2f} \cdot \frac{A_p}{A_{sp}} \cdot \frac{R_s + R_r}{R_s} \approx \frac{1}{2f} \cdot \frac{A_p}{A_{sp}}.$$

Se conchide că timpul de răspuns al unui amplificator magnetic cu autosaturaţie este direct proporţional cu amplificarea puterii şi invers proporţional cu amplificarea amperspirelor.

Fenomene neliniare în comportarea dinamică

Cu ipotezele simplificatoare presupuse mai sus, curba procesului tranzitoriu la un semnal în treaptă ar trebui să fie exponenţială cu aceeaşi constantă de timp în tot domeniul liniar al caracteristicii de transfer. Faţă de această concepţie ideală, se constată experimental şi se explică teoretic o serie de abateri, dintre care numai unele au putut fi concretizate în legi cantitative. În primul rînd mărimea de ieşire nu începe să varieze simultan cu cea de intrare, ci originea de timp a variaţiei mărimii de ieşire este decalată în urmă cu un timp denumit timp mort. Constanta de timp nu este o constantă nici chiar în domeniul de liniaritate al caracteristicii de comandă. La miezurile magnetice cu coeficient ridicat de ortogonalitate şi

*) Ing. D. DAMSKER este conferenţiar la Institutul Politehnic din Bucureşti şi membru al Comisiei de automatizare de pe lîngă Prezidiul Academiei R.P.R.

pentru sarcină rezistivă, constanta de timp este în general mai mică decît cea teoretică. La semnale de intrare puternice procesul tranzitoriu decurge mai repede, iar la semnale de intrare slabe mai încet decît exponenţiala teoretică respectivă (fig. 1).

Pentru aceeaşi mărime a semnalului de intrare procesul tranzitoriu decurge diferit pentru cele

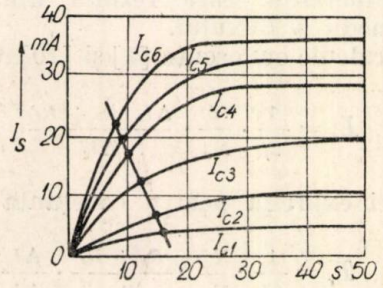


Fig. 1. Curbele $I_s = f(t)$ pentru $I_c = \text{const.}$ Dreapta din figură uneşte punctele valorii 0,63 I_s pentru mai multe valori $I_{c1} < I_{c2} < I_{c3} \cdots I_{c6}$.

două sensuri posibile ale semnalului. În special la amplistatul cu ieşire în curent alternativ procesul tranzitoriu la un semnal descrescător decurge mult mai încet decît la un semnal crescător. Acest lucru se vede din compararea oscilogramelor din fig. 3.

Procesul tranzitoriu la aceeaşi mărime a semnalului decurge diferit la cele două tipuri

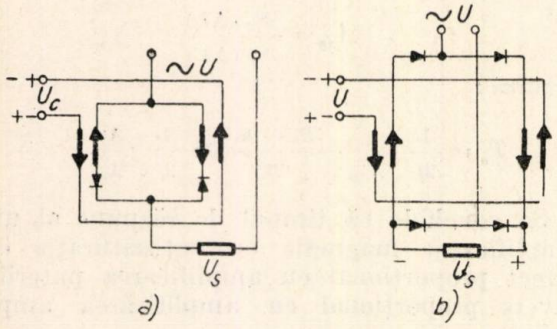


Fig. 2. Amplistate : *a* — cu ieşire în curent alternativ ; *b* — cu ieşire în curent continuu

de transductoare cu autosaturaţie (amplistate) a căror schemă este în fig. 2. Oscilogramele din fig. 3, *b* şi 5, *b* arată diferenţa dintre răspunsurile la un semnal coborîtor.

Dacă sarcina este inductivă răspunsul este mai scurt decît dacă sarcina este pur rezistivă, coeficienţii de amplificare statică sînt mai mici. Dacă se compară oscilograma din fig. 4 cu oscilograma din fig. 3, *b*, se constată că procesul tranzitoriu descrescător cu sarcină inductivă are constanta de timp 0,09 s, iar cel cu sarcina ohmică — de 0,17 s.

Cauzele care provoacă abaterile enumerate mai sus sînt numeroase. În primul rînd curentul de comandă, ca urmare a creşterii tensiunii de comandă, suferă o creştere apreciabilă numai la sfîrşitul intervalelor de saturaţie. Efectul acestei creşteri se resimte după o semiperioadă. Din această cauză timpul mort minim este teoretic de o alternanţă.

Procesul tranzitoriu este foarte mult influenţat de configuraţia şi de parametrii circuitului de utilizare. Caracteristica neliniară a redresoarelor conduce la inegalitatea duratei de răspuns faţa de mărimea şi sensul semnalului. Cuplajul magnetic între circuitul de comandă şi cel de utilizare, conduce la amorsarea unor curenţi de egalizare atît în circuitul primar cît şi în cel secundar. Aceşti curenţi, prin sensul lor de circulaţie în raport cu redresoarele, aduc o comportare dinamică diferită după conexiunea amplificatorului şi după sensul crescător sau descrescător al semnalului. Încă nu se cunosc cantitativ efectele în comportarea dinamică a amplificatoarelor magnetice cauzate de unele fenomene ca : armonicele superioare de tensiune şi curent, modificarea curbei de histerezis de către curenţii turbionari curentul invers al redresoarelor, abaterea curbei reale de histerezis de la curbe idealizate ca dreptunghiul sau paralelogramul.

Comportarea dinamică a amplificatorului magnetic în contratimp ca o unitate, nu este tratată în literatura de specialitate. Ceea ce se poate cita [8] este afirmaţia că pentru constanta de timp a unui etaj în contratimp se admite aceeaşi valoare ca pentru fiecare amplistat component. Experienţele efectuate de noi au arătat că valoarea constantei de timp a răspunsului amplificatorului în contratimp experimentat este mai mică decît fiecare din constantele de timp ale amplistatului funcţionînd separat la semnal crescător şi la semnal descrescător dintre care ultima este mult mai mare ca prima. Acelaşi lucru s-a constatat şi la un amplificator în contratimp cu amplistatele în punte, a cărui constante separate sînt aproximativ egale.

Oscilogramele din fig. 6, *a*, *b*, *c* şi 7 ilustrează aceste afirmaţii. La amplificatorul în contratimp cu ieşire în curent alternativ pentru un semnal crescător, s-a măsurat constanta de timp de 0,08 s, iar la semnal puternic de 0,03 s, în timp ce pentru un amplistat separat constanta de timp a fost de 0,13 s. La un amplificator în contratimp cu ieşire în curent continuu constanta de timp măsurată a fost de 0,07 s, în timp ce pentru amplistatul component — de 0,13 s.

Constanta de timp a amplificatorului în contratimp depinde de negativarea aleasă, deoarece prin negativare se modifică panta caracteristicii de comandă.

Importanţa cuplajului magnetic dintre înfăşurările de pe acelaşi miez în comportarea dinamică. În regimul staţionar, curentul de comandă determină nivelul minim de inducţie în miez, care este atins ciclic. Dacă curentul de comandă variază, atunci se modifică valorile între care

au loc variaţiile de flux de la semiciclu la semiciclu ceea ce dă naştere la tensiuni induse în înfăşurările care sînt închise în jurul aceluiaşi miez, în perioadele de excitare (stare nesaturată) a miezului. (Se presupune că curba de magnetizare are ramura de saturaţie perfect orizontală). Aceste tensiuni dau loc la curenţi de egalizare a căror direcţie este astfel, încît se opun la variaţia limitei inferioare a inducţiei nesaturat şi înfăşurările lui pot fi străbătute de curenţi induşi. Fiecare din intervalele de mai sus se poate subdivide, ca regim tranzitoriu, în alte porţiuni după cum intervin schimbări apreciabile în valorile parametrilor circuitelor cuplate magnetic. O deosebită importanţă o are în circuitele cu redresoare modificarea rezistenţei acestora după direcţia de trecere a curenţilor şi după valoarea tensiunii directe pînă

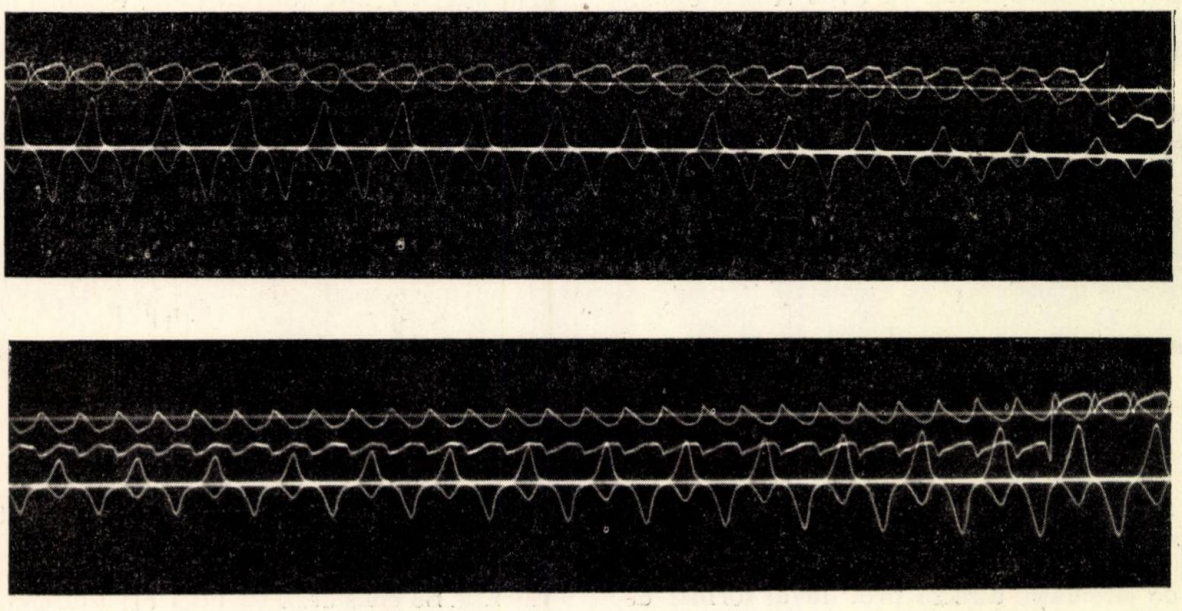


Fig. 3. Oscilograma pentru un amplificator magnetic cu miezuri din tablă de transformator obişnuită.
Montaj cu auto saturaţie, ieşire în curent alternativ, sarcină pur ohmică : *a* – variaţia bruscă a tensiunii de comandă de la – 0,5 V la + 0,25V corespunzînd porţiunii liniare de pantă maximă a caracteristicii amplificatorului $T \simeq 0{,}13$ s ; *b* – variaţia bruscă a tensiuni de comandă de la 0,25 V la – 0,5 V, $T \simeq 0{,}17$ s.

provocată de variaţia curentului de comandă. De aici rezultă o întîrziere în creşterea curentului de comandă, deci o prelungire a procesului tranzitoriu. Operaţiile de funcţionare sînt determinate acum de amperspirele rezultante :

$$0\,(t) = N_c i_c(t)\; N_a\, i_a(t) + N_{c1} i_{c1}\,(t) + N_{c2} i_{c2}(t) + \ldots$$

unde $i_c\,(t)$ este curentul de comandă variabil în timpul regimului tranzitoriu, $i_a\,(t)$ este curentul indus în înfăşurarea de lucru N_a, curenţii notaţi i_{c1}, i_{c1} ... sînt induşi în celelalte circuite de comandă, polarizare etc. Intensitatea curenţilor induşi depinde de valorile parametrilor circuitului respectiv. Este posibil ca aceste valori să fie variabile cu mărirea curenţilor ca în cazul circuitelor care cuprind redresoarele.

Cuplajul magnetic dintre înfăşurările aceluiaşi miez trece periodic prin două regimuri diferite la fiecare semiciclu. În intervalul de excitare a amplificatorului magnetic (inducţia variază în ambele miezuri magnetice), înfăşurările de pe acelaşi miez sînt cuplate transformatoric. În intervalul de debitare a amplificatorului magnetic, un miez este saturat încît inductanţa lui se anulează, iar al doilea este la cot şi după cotul de trecere în sensul pozitiv (fig. 3).

Se poate scrie cîte un sistem de ecuaţii diferenţiale cu coeficienţi constanţi pentru fiecare interval de timp în care se pot lua valori medii constante pentru parametrii circuitelor. Urmează ca la fiecare modificare intervenită în cursul ciclurilor şi de la ciclu la ciclu, datorită intervenţiei vreunui cot în curba de magnetizare sau în caracteristica redresoarelor să se schimbe coeficienţii ecuaţiilor. Rezolvînd pe rînd pentru fiecare interval sistemul de ecuaţii şi însumînd grafic porţiunile de proces tranzitoriu corespunzătoare fiecărui interval, se obţine desfăşurarea în timp a mărimii de ieşire considerată. Această metodă nu conduce totuşi la rezultate foarte apropiate de cele reale [6].

Se poate presupune că în înfăşurările suplimentare de comandă (polarizare, reacţie exterioară, corecţie etc.) se pot introduce rezistenţe suficient de mari astfel ca să se micşoreze atît de mult constanta de timp a circuitelor respective încît să devină neglijabilă.

În desfăşurarea procesului tranzitoriu la amplistate influenţa cea mai mare o are cuplajul

magnetic între înfăşurarea de comandă şi înfăşurarea de lucru.

Dacă se consideră circuitul antiparalel cu autosaturaţie (fig.2, *a*), la un semnal de comandă care măreşte curentul de lucru, tensiunea indusă în înfăşurarea de lucru va tinde să provoace un curent în sens contrar celui de lucru deci în sensul de blocare a redresoarelor. (Curentul de lucru are sensul de circulaţie astfel încît amperspirele sale aduc autosaturaţia. Curentul indus va avea sensul opus.) La o comandă care micşorează curentul de lucru, curenţii induşi circulă în sensul de trecere a redresoarelor, amperspirele lor se scad din cele de comandă, întîrziind atingerea curentului de lucru. Curenţilor induşi li se oferă o cale de circulaţie directă prin inelul format de înfăşurările de lucru ale celor două miezuri, notată cu săgeată în fig. 2, *a*.

La montajul în punte (fig. 2, *b*) curenţii induşi traversează sarcina şi din această cauză valoarea lor (respectiv constanta de timp a circuitului secundar) este mult mai mică.

Din acest punct de vedere montajul în punte se comportă mai bine. Pentru amplistatul cu transformator situaţia este aceeaşi ca pentru cel în punte.

Oscilogramele 3, *a* şi *b* arată că la un amplistat cu ieşire în curent alternativ procesul tranzitor crescător a avut o constantă de timp $T \simeq 0{,}13$ s pe cînd cel coborîtor $T \simeq 0{,}17$ s.

Amplistatul în punte (oscilograma 3,*a* şi *b*) au aproximativ aceeaşi constantă de timp (0,13 s şi 0,14 s) în ambele sensuri.

Din acest punct de vedere conexiunile cu punte separată de redresare (fig. 9) sînt de evitat, deoarece oferă curenţilor induşi căi de circulaţie de rezistenţă mică, notate cu săgeţi în fig. 9.

Procesul tranzitoriu la amplistatul de curent alternativ

Utilizarea montajului antiparalel cu autosaturaţie (amplistat de curent alternativ) este din ce în ce mai frecventă de aceea este interesant de văzut mai de aproape mecanismul procesului tranzitoriu la acest amplificator. În intervalul de excitare ambele reactoare sînt nesaturate şi înfăşurările de pe acelaşi miez cuplate magnetic. Fie T_{cn} constanta de timp a circuitului de comandă, cînd miezurile sînt nesaturate şi circuitul de lucru deschis, iar T_a constanta de timp a circuitului care cuprinde înfăşurarea de lucru de pe un miez şi redresorul de saturaţie respectiv. Deoarece rezistenţa redresorului în sensul de trecere poate avea valori diferite după curentul ce-l traversează, urmează că T_a nu este o constantă. Schema principială în acest interval pentru regimul tranzitoriu la un semnal coborîtor, precum şi valorile parametrilor circuitului sînt ilustrate în fig. 10, *a*.

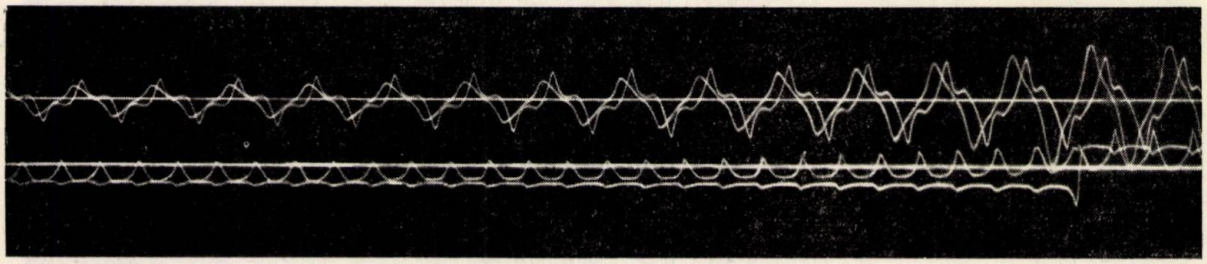


Fig.4. Oscilogramă pentru un amplificator magnetic cu miezuri din tablă de transformator obişnuită.
Montaj cu autosaturaţie, ieşire în curent alternativ, sarcină pur inductivă. Variaţia bruscă a tensiunii de comandă de la + 0,5 V la − 0,5 V corespunzînd porţiunii liniare de pantă maximă a caracteristicii amplificatorului. $T \sim 0{,}09$ s.

Fig. 10, *b* reprezintă schema simplificată echivalentă. Se consideră că între *c* şi *b* diferenţa de potenţial este neglijabilă (curent de magnetizare foarte mic), iar rezistenţa internă a sursei zero.

Pentru schema echivalentă se pot scrie următoarele ecuaţii diferenţiale transcrise după transformarea Laplace :

$$u_c = R_c\, i_1 + 2\, N_c\, s\, \Phi -$$

$$- 2\, N_a \Phi + 2\,(R_l + R_r)\, i_2 = 0$$

$$\Phi = C_\Phi\,(N_c i_1 - N_a i_2) = C_\Phi\, \theta$$

În ecuaţiile de mai sus s-a notat cu C_Φ coeficientul de proporţionalitate între amperspire şi flux.

Din sistemul de ecuaţii de mai sus, explicităm solenaţia miezului. (Se notează $I_c = U_c/R_c$ valoarea finală a lui i_1) :

$$\theta(s) = \frac{I_c N_c \frac{1}{s}}{1 + s(T_{cn} + T_a)}.$$

De unde $\theta(t) \cong I_c\, N_c \left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{T_{cn} + T_a}}\right)$.

Rezultă că procesul tranzitoriu decurge după o exponenţială a cărei constantă de timp este suma constantelor de timp ale celor două

circuite. Deoarece sîntem în intervalul de excitare, curenţii care traversează redresoarele au intensitate mică. Intensitatea curenţilor induşi depinde de valoare semnalului. Prin aceasta rezistenţa de trecere a redresoarelor, soarele, se poate presupune că şi în acest caz circuitele sînt magnetic decuplate. Dacă tensiunile induse sînt mari în raport cu tensiunea de blocare, care fiind sinusoidală, trece prin zero la fiecare semiperioadă, rezultă că redre-

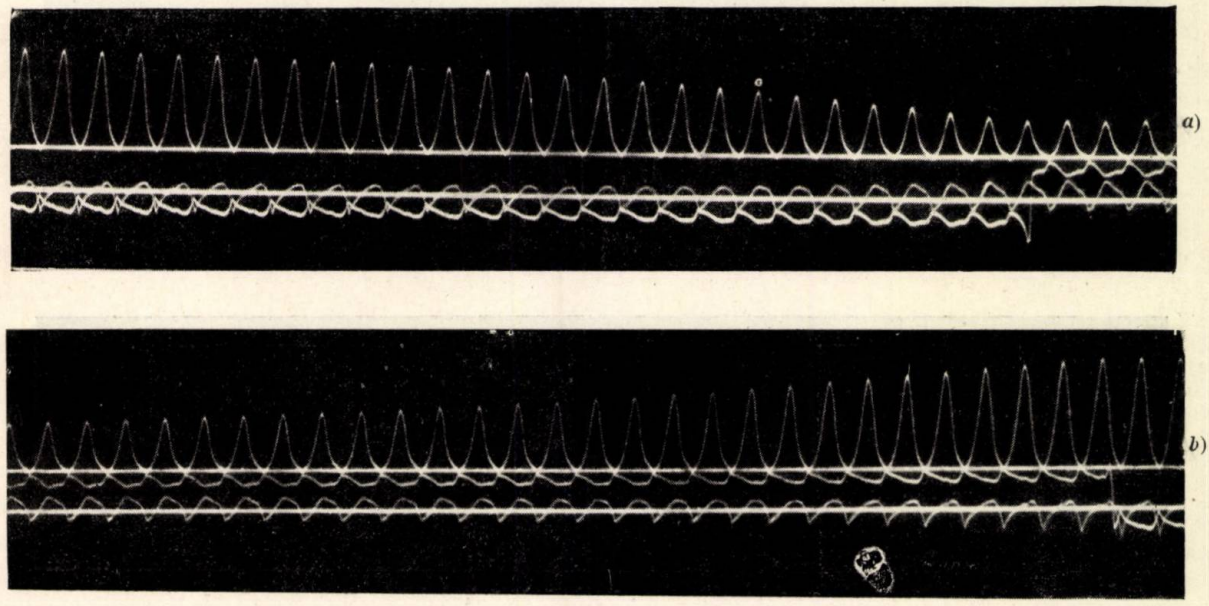


Fig. 5. Oscilogramă pentru un amplificator magnetic cu miezuri din tablă de transformator obişnuită.
Montaj cu autosaturaţie, ieşire în curent continuu, sarcină pur ohmică : a — variaţia bruscă a tensiunii de comandă de la — 0,5 V la + 0,25 V corespunzînd porţiunii liniare de pantă maximă a caracteristicii amplificatorului $T \cong 0{,}13$ s ; b — variaţia bruscă a tensiunii de comandă de la + 0,25 V la — 0,5 V, $T \cong 0{,}14$ s.

deci şi valoarea lui T_a, depinde de asemenea de intensitatea semnalului.

La un semnal crescător, curentul indus circulă în sens contrar curentului alternativ de magnetizare şi sensului de trecere a redresoarelor. Exceptînd cazul unor curenţi induşi foarte mici în raport cu curenţii de magnetizare (caz în care redresoarele sînt încă deschise dar au rezistenţă de trecere mare), redresoarele sînt blocate şi circuitele sînt magnetic decuplate. Procesul tranzitoriu se petrece după o exponenţială avînd constanta de timp T_{cn}.

În intervalul de debitare unul dintre miezuri este saturat şi conform ipotezelor permeabilitatea lui este zero. Al doilea miez este nesaturat, însă se găseşte la o inducţie teoretic constantă pentru tot intervalul. Prin înfăşurarea lui de lucru nu trece curent din cauza redresoarelor. La un semnal crescător, curentul indus de primar în secundar este în sens contrar redresoarelor şi circuitele sînt şi în acest caz magnetic decuplate. Procesul tranzitoriu se va desfăşura după parametrii circuitului de comandă. Constanta de timp este acum $T_{cn}/2$ deoarece inductanţa unui miez este acum zero. La un semnal descrescător curentul indus în secundar este în direcţia de trecere a redresoarelor care sînt blocate de tensiunea alternativă de alimentare. Dacă tensiunile induse sînt mici în raport cu tensiunea care blochează redresoarele vor fi deschise şi circuitele vor fi cuplate magnetic. Tensiunea de blocare a redresoarelor este :

$$\frac{R_a + R_r}{R_a + R_r + R_s}\, u(t)$$

în care $u(t)$ este tensiunea sinusoidală de alimentare, R_r — este mică deoarece redresorul din ramura saturată este străbătut de curent puternic, încît tensiunea de blocare a redresorului din ramura nesaturată este mică. Rezultă că situaţia cea mai de aşteptat este cea în care circuitele vor fi magnetic cuplate în timpul procesului tranzitoriu.

Dacă se consideră că între punctele a şi c (fig. 10, a) pe ramura miezului magnetic saturat diferenţa de potenţial este zero, schema aproximativ echivalentă este cea din fig. 11. În acest caz procesul tranzitoriu se va desfăşura după constanta de timp $\left(\frac{1}{2} T_{cn} + T_a\right)$.

Procesul tranzitoriu la amplistatul în punte

Pentru amplistatul în punte în intervalul de excitare situaţia se prezintă ca în fig. 12.

Pentru un semnal coborîtor schema echivalentă este în fig. 12, b.

Constanta de timp a circuitului secundar este cu mult mai mică decît la amplistatul de

curent alternativ datorită rezistenței de sarcină din acest circuit.

În intervalul de debitare, pentru aceeași conexiune parametrii circuitului se prezintă ca în fig. 13. Presupunem că ramura redresoarelor S_1 și S_2 este străbătută de curent de lucru. Ramura redresoarelor S_3 și S_4 nu este străbătută de curent. La un semnal coborîtor curentul indus ar trebui să se închidă prin redresorul S_3. Tensiunea de blocare la acest redresor este $(u - R_r \cdot i_1) \approx u$ deoarece rezistența de trecere pentru curent mare a redresorului S_2 este neglijabilă. Tensiunea indusă va depăși tensiunea de blocare numai pentru timp scurt la sfîrșitul cîtorva semicicluri încît în mod practic putem presupune că circuitele rămîn decuplate magnetic. În celelalte cazuri, în circuitul secundar nu sînt curenți induși, la fel ca și pentru conexiunea antiparalel cu autosaturație. Se vede din comparația comportării dinamice a celor două conexiuni că schema în punte prezintă un răspuns mai rapid și aproximativ egal la un semnal crescător cu cel pentru un semnal coborîtor.

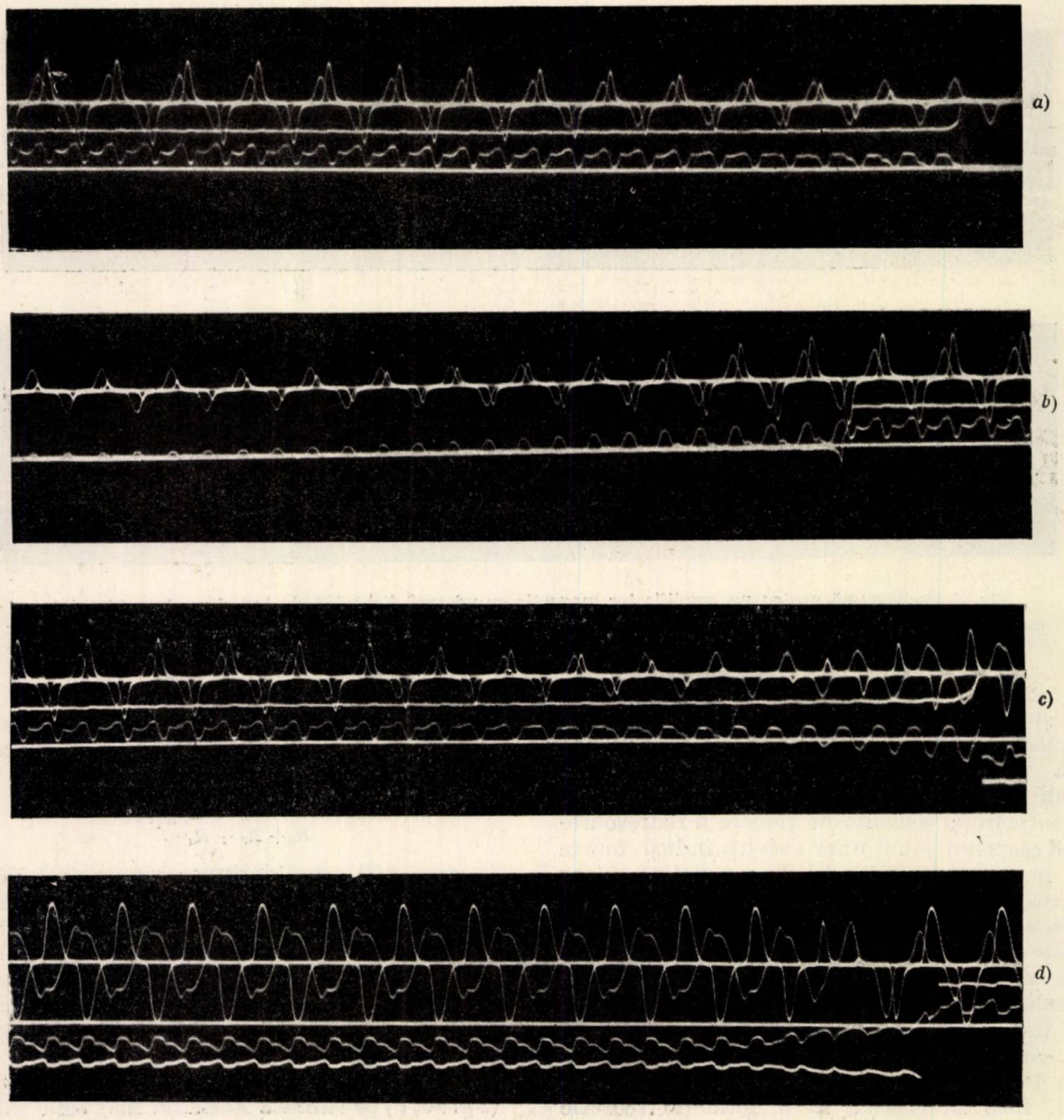


Fig. 6. Oscilograma pentru un amplificator magnetic cu miezuri din tablă de transformator obișnuită.
Montaj în contratimp cu autosaturație, cu ieșire în curent alternativ cu transformator de alimentare, sarcină pur ohmică: a — variația bruscă a tensiunii de comandă de la 0 la 1,5 V corespunzînd regiunii liniare a caracteristicii amplificatorului în contra timp $T \cong 0{,}08$ s; variația bruscă a tensiunii de comandă de la $-1{,}5$ V la 0 V, $T \cong 0{,}12$ s; c — variația bruscă a tensiunii de comandă de la $-1{,}5$ V la $+1{,}5$ V, $T \cong 0{,}08$ s; d — variația bruscă a tensiunii de comandă de la $+10$ V la -10 V, corespunzînd cotului caracteristicii amplificatorului în contratimp $T = 0{,}03$ s.

Curenții induși în înfășurarea de comandă

La unele miezuri din materiale magnetice speciale, care au curenți de magnetizare foarte reduși (curenții din înfășurarea de lucru necesari variației fluxului) (Ultraperm 10 sau Supermalloy), se nasc curenți de egalizare în circuitul de comandă induși de circuitul de lucru, dacă impedanța circuitului de comandă este neglijabilă.

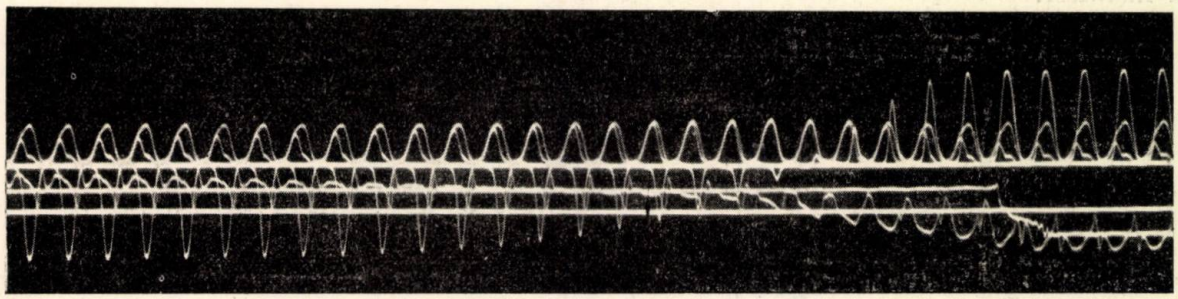


Fig. 7. Oscilograma pentru un amplificator magnetic cu miezuri din tablă de transformator obișnuită.
Montaj în contratimp cu autosaturație, cu ieșire în curent continuu, cu comparație de curenți, sarcină pur ohmică. Variația bruscă a tensiunii de comandă de la − 1,5 V la + 1,5 V corespunzînd reziunii liniare a caracteristicii amplificatorului în contratimp $T \cong 0{,}07$ s.

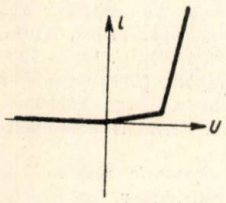


Fig. 8. Caracteristica simplificată a redresoarelor cu seleniu.

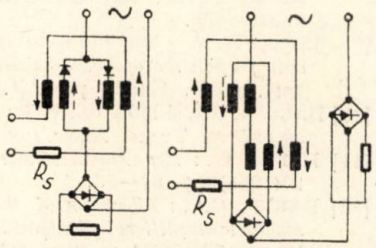


Fig. 9. Conexiunile cu punte separată de redresare.

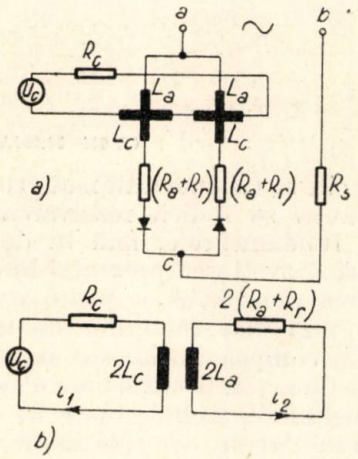


Fig. 10. Schema amplistatului în regim de excitație:
a-schema principială; *b*-schema echivalentă.

La aceste miezuri curenții din înfășurarea de lucru în intervalele de variație a fluxului au o componentă activă importantă datorită pierderilor în cuprul înfășurărilor și în curenții turbionari și din această cauză ei nu mai sînt în fază cu fluxul miezului respectiv. Rezultatul este că la bornele înfășurării de lucru a miezului întîi mai există tensiune la fiecare ciclu, înaintea intrării în saturație, în timp ce la cele ale miezului al doilea tensiunea tinde să dispară mai înainte de timpul prevăzut de operații ciclice ideale [5]. În circuitul de comandă apare un curent indus de compensație prin care miezul *1* va menține tensiunea la bornele miezului *2*. Acest fenomen se repetă la fiecare alternanță. Curenții induși micșorează

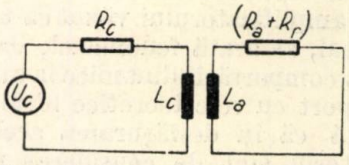


Fig. 11. Schema echivalentă a amplistatului în regim de debitare.

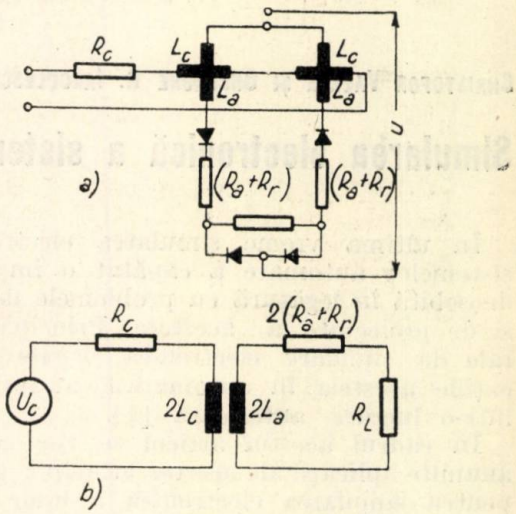


Fig. 12. Schema amplistatului în punte în regim de excitație:
a – schema principială; *b* – schema echivalentă.

amplificarea și prelungesc durata procesului tranzitoriu. În circuitele de comandă care sînt dotate cu redresoare acești curenți sînt supărători deoarece deformează semnalul.

La miezurile din materiale magnetice cu forțe coercitive apreciabile, componenta activă este relativ mult mai puțin importantă în raport cu intensitatea totală a curentului de magnetizare încît acest fenomen este mai puțin manifest.

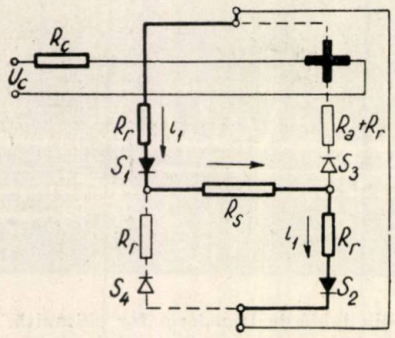


Fig.13. Schema principială pentru amplistatul în punte funcționînd în regim de debitare.

Concluzii

Lucrarea prezentată mai sus descrie influența pe care o are neliniaritatea caracteristicilor elementelor constitutive ale amplificatoarelor magnetice în desfășurarea proceselor tranzitorii. După ce se reamintesc bazele teoriei clasice ale amplificatorului văzut ca un element inerțial ideal, se arată fenomenele care conduc la abaterea comportării dinamice la amplistatele reale în raport cu cele teoretice ideale. Se pune în evidență că în desfășurarea aceluiași proces tranzitoriu sînt de considerat mai multe valori pentru constanta de timp care se succed periodic. Cuplajul magnetic intermitent în decursul fiecărui ciclu al tensiunii de alimentare între circuitul de comandă și cel de lucru, dă loc la circulația curenților induși care întîrzie răspunsul.

Cele expuse se bazează pe literatura citată. Oscilogramele proprii, prezentate, constituie ilustrarea fenomenelor dintre care unele nu au fost cunoscute din literatură.

BIBLIOGRAFIE

[1] SAY, M.G.: *Magnetic amplifiers and saturable reactors.* G.Newnes Ltd., Londra, 1954.
[2] GEYGER, W.A.: *Magnetic amplifier circuits,* Mc Graw Hill Book Co. New York, 1954.
[3] STORM, H.F.: *Magnetic amplifiers,* John Willey and Sons Inc. New York 1955.
[4] SICHLING, G.: *Der Magnetverstärker für schnelle Regelungen.* VDE Fachberichte 18(1954).
[5] KUMMEL, F.: *Probleme magnetischer Vorverstärker.* Elektrotechn. Z-A 76 (1955)3. p. 113—120.
[6] DIETZ, H.: *Die dynamischen Eigenschaften magnetischer Verstärker.* VDE Fachberichte 18(1954).
[7] KUMMEL, F.: *Verstärkung kleiner Wechselspannungn mit dem magnetischen Verstärker.* Elektrotechn.Z.-A 75(1954)11, p. 367—372.
[8] SCHMIDT, W.: *Das dynamische Verhalten des Transduktors.* Archiv der elektrischen Übertragung I 1953) p. 249—255.
[9] LORD, H.W.: *The influence of magnetic amplifier circuitry upon the operating hysteresis loops.* Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. part. I., 72(1954) p. 721—728.
[10] HARDER, E.I. și HORTON, W.F.: *Response time of magnetic amplifiers.* Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. 68(1950).
[11] KAFKA, W.: *Der Magnetverstärker.* Siemens Zeitschrift 27(1953)2, p. 62—73.
[12] DEKER, R.C.: *Alteration of the Dynamic response of magnetic amplifiers by feedback.* Trans.Amer. Inst. electr, Engrs. 73(1955)1 p. 658—663.

CHRISTOFOR VAZACA ŞI GHEORGHE R. IANCULESCU *)

Simularea electronică a sistemelor automate

CZ 621—52.001.57:681.142—523.8

În ultima vreme simularea electronică a sistemelor automate a căpătat o importanță deosebită în legătură cu problemele de studiu și de proiectare a acestora. Principiile generale de simulare electronică, legate de aplicațiile acesteia în automatică, au fost expuse într-o lucrare anterioară [1].

În cadrul acestui articol se vor considera anumite aplicații ale acestor principii generale, pentru simularea electronică a unor sisteme automate, liniare și neliniare, indicîndu-se în acest fel metoda generală de simulare pe baza principiilor generale. În acest articol se vor considera cîteva sisteme automate complexe, în cadrul cărora se indică rezolvarea anumitor probleme fundamentale, mai în detaliu, ceea ce justifică dezvoltarea prezentei lucrări.

Simularea electronică se poate stabili direct pe baza expresiilor funcțiilor de transfer ale elementelor componente din sistem, în cazul cînd acesta este liniar, iar în cazul unor elemente componente neliniare, trebuie luate în considerare relațiile funcționale corespunzătoare acestora. În orice caz însă, stabilirea schemei bloc a sistemului constituie etapa premergătoare simulării acestuia.

Regulator pneumatic de debit [3]

Schema principială a regulatorului se indică în fig.1. Prin litera g s-au indicat presiuni, întrucît litera p este rezervată simbolului operațional.

*) Ing. CHR. VAZACA este membru al Comisiei de Automatizare de pe lîngă Prezidiul Academiei R.P.R.
Asp. Ing. GH. R. IANCULESCU este asistent la catedra de tuburi electronice și tehnică nucleară a Institutului Politehnic din București.

Mărimea debitului q de reglat se măsoară prin intermediul diferenţei de presiune $g_1 - g_2$, produsă de orificiul de măsură din figură, cu ajutorul tubului manometric cu mercur în formă

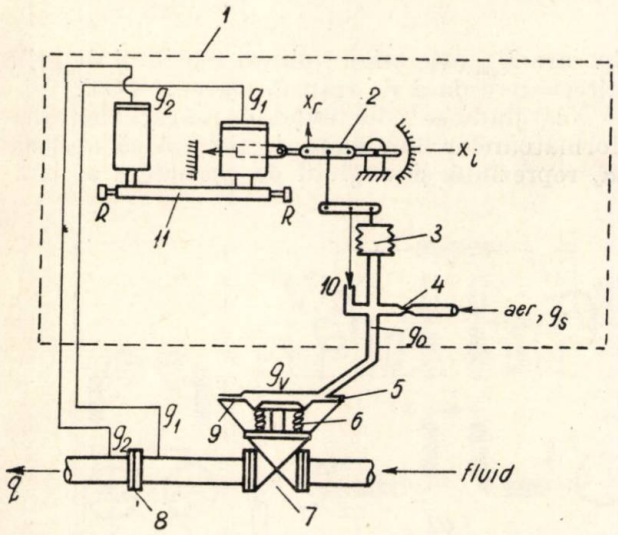


Fig.1. Regulator pneumatic de debit (schemă principială): *1* — dispozitiv pneumatic de comandă al debitului; *2* — pîrghie; *3*—burduf de reacţie (proporţional); *4* — gîtuire; *5* — dispozitiv pneumatic de acţionare al supapei; *6* — resort; *7* — supapă de comandă; *8*—orificiu; *9*—diafragmă; *10* — supapă pilot de cîştig mare; *11* — tub manometric.

de U, presupunîndu-se că între variaţia diferenţei de presiune $\Delta(g_1 - g_2)$ şi variaţia debitului Δ_q, există o relaţie liniară (aceasta este valabil în cazul unor variaţii relative mici):

$$\frac{\Delta(g_1 - g_2)}{\Delta q} = K_1. \qquad (1)$$

Ca urmare a unei diferenţe de presiune $g_1 - g_2$, se produce o deplasare x_r a braţului de pîrghie a manometrului, legătura dintre cele două mărimi fiind dată de:

$$\frac{L\rho}{g}\frac{d^2 x_r}{dt^2} + D\frac{dx_r}{dt} + \rho x_r = (g_1 - g_2) \qquad (2)$$

în care: L este lungimea medie a coloanei de mercur: ρ — densitatea mercurului; g — acceleraţia gravităţii; D — amortizarea introdusă de robinetele de strangulare R ale manometrului.

Pentru eliminarea oscilaţiilor mercurului din tub, se ajustează amortizarea D astfel, încît să se obţină regimul aperiodic critic:

$$D = 2\rho\sqrt{\frac{L}{g}}. \qquad (3)$$

Se deduce în acest caz, luîndu-se transformata Laplace:

$$\frac{X_r}{G_1 - G_2}(s) = \frac{K_2}{(T_1 s + 1)^2} \qquad (4)$$

în care:

$$K_2 = \frac{1}{\rho}; \quad \text{şi} \quad T_1 = \sqrt{\frac{L}{g}}.$$

Mărimea care acţionează mai departe asupra burdufului proporţional este produsă de diferenţa $(x_i - x_r)$, obţinîndu-se o presiune g_0 proporţională cu această diferenţă:

$$g_0 = K_3 (x_i - x_r). \qquad (5)$$

Pe de altă parte, datorită prezenţei capacităţii pneumatice din porţiunea de legătură cu dispozitivul pneumatic de acţionare a supapei de comandă, ca şi a resortului acestui dispozitiv, se obţine între transformatele Laplace ale presiunilor g_v şi g_0 relaţia:

$$G_v(s) = \frac{1}{T_2 s + 1} G_0(s). \qquad (6)$$

Acţionarea supapei de comandă de către o variaţie a presiunii g_v, are ca rezultat o variaţie instantanee a debitului q, conform relaţiei:

$$\frac{\Delta q}{\Delta g_v} = K_4. \qquad (7)$$

Pe baza acestor rezultate se obţine schema bloc a regulatorului din fig.2, care este variabilă pentru variaţii mici ale mărimii debitului în jurul valorii de referinţă.

In acest caz, dacă mărimea de referinţă este menţinută constantă, atunci în schema bloc în care se figurează abaterile faţă de valorile de referinţă, abaterea mărimii de intrare x_i trebuie

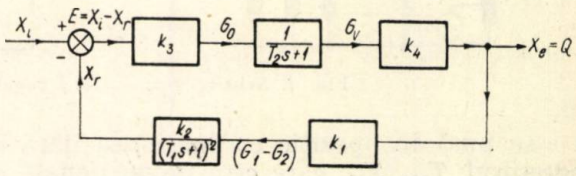


Fig. 2. Schema bloc a regulato ului pneumatic de debit.

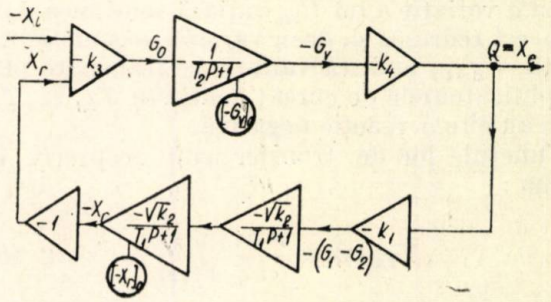


Fig. 3. Schema de simulare electronică a regulatorului pneumatic de debit.

considerată nulă. Aceeaşi observaţii este valabilă şi pentru schemele următoare, valabile pentru abaterile mărimilor în jurul valorilor de referinţă.

Pe baza acestei scheme bloc se deduce imediat schema de simulare electronică corespunzătoare (fig. 3).

Regulator electronic pneumatic de sudură în puncte [4]

În fig.4 se indică schema principială a acestui regulator.

Rolul acestui regulator este de a menține puterea de sudură constantă, atunci cînd variază amplitudinea U_m a tensiunii alternative de rețea.

Tensiunea de referință, care comandă puterea de sudură, este luată de la potențiometrul 1 P, care tensiunea trece prin valoarea zero drept moment inițial, rezultă :

$$\alpha_a = \text{arc sin } \frac{e_{g0}}{E_{gm}} \qquad (9)$$

în care E_{gm} este amplitudinea tensiunii de grilă alternative dată de transformatorul 1OT.

Neglijîndu-se inductanțele de scăpări ale transformatoarelor din montaj, rezultă că aceleași α_a reprezintă și unghiul de aprindere al igni-

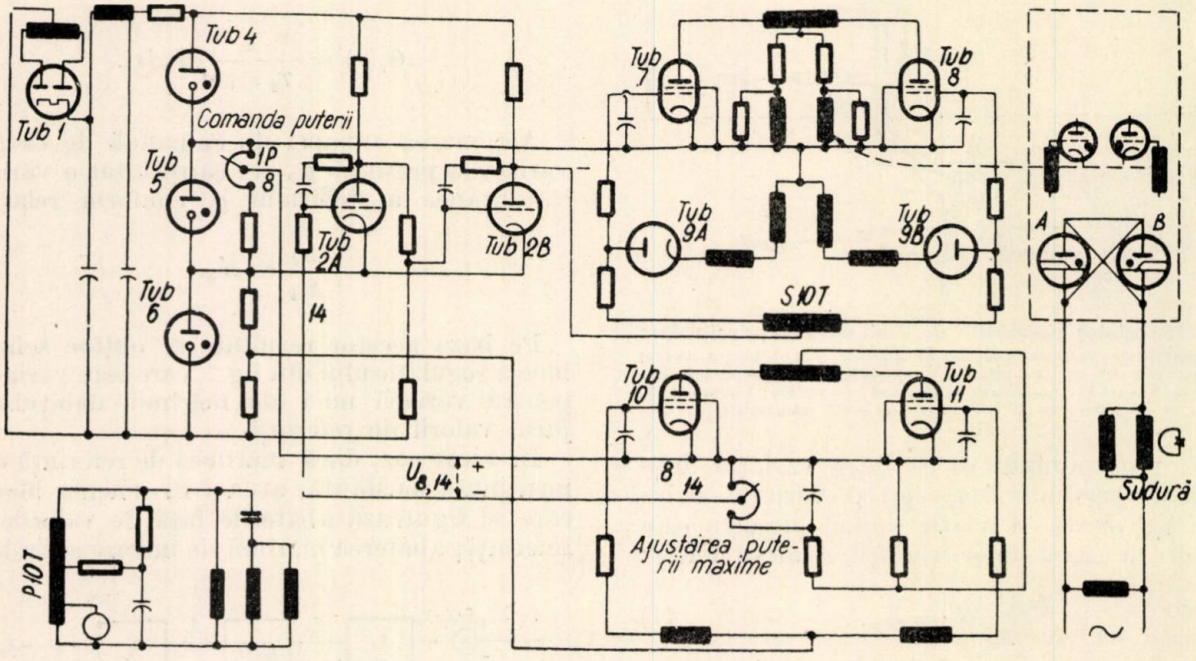


Fig. 4. Schema principială a regulatorului electronic pentru sudură în puncte.

și este pusă în opoziție cu tensiunea dată de redresorul T_{10}, T_{11}, care este proporțională cu U_m, deoarece întîrzierea produsă de celula de filtraj este neglijabilă.

La o variație a lui U_m, variază tensiunea dată de acest redresor și, deci, variază tensiunea diferență $U_{8\,14}$; această variație se transmite prin amplificatoarele de curent continuu T_{2A} și T_{2B} care au cîte o reacție negativă.

Funcțiile lor de transfer sînt respectiv de forma :

$$Y_{2A}(s) = \frac{K_A(1+T_{1A}s)}{(1+T_{2A}s)} \qquad (8')$$

$$Y_{2B}(s) = \frac{K_B(1+T_{1B}s)}{(1+T_{2B}s)}. \qquad (8'')$$

Variația tensiunii de ieșire a amplificatorului T_{2B} are ca efect variația negativării de curent continuu e_{g0} a tiratroanelor redresoare T_7, T_8, modificîndu-se în acest fel unghiul de aprindere α_a al tiratroanelor. Luînd momentul în troanelor de sudură. Sarcina acestor ignitroane în ipoteza neglijării inductanțelor de scăpăr ale transformatorului de sudură, rezultă pur rezistivă. Notînd prin R_s rezistența de sudură corespunzătoare, rezultă expresia puterii de sudură :

$$p_s = \frac{U_m^2}{2\pi R_s}\left(\pi - \alpha_a - \frac{\sin 2\alpha_a}{2}\right). \qquad (10)$$

Pe baza relațiilor de mai sus, rezultă schema bloc funcțională a montajului care este reprezentată în fig. 5. În această schemă funcțională nu se consideră tuburile stabilizatoare de tensiune, tuburile auxiliare T_{9A} și T_{9B} și nici dispozitivele intermediare între redresorul T_7, T_8 și redresorul de ignitroane, care nu au decît rolul de transmisie al comenzii, fără a introduce vreo modificare a acesteia.

De asemenea nu se ține seamă de efectele variației tensiunii rețelei asupra mărimii E_{gm} și asupra tensiunii de alimentare a redresorului T_7, T_8, care se vor neglija.

Regulatorul electronic de sudură menţine puterea de sudură p_s constantă, atunci cînd variază amplitudinea tensiunii de reţea U_m, prin modificarea corespunzătoare a unghiului de aprindere α_a. Din schema bloc funcţională se deduce schema de simulare electronică a regulatorului reprezentată în fig.6.

tivării tubului T_1; variaţia corespunzătoare a curentului acestui tub produce o variaţie a potenţialului catodului tubului pentodă T_2, avînd, deci, ca efect o variaţie a curentului prin înfăşurarea în excitaţie principală a amplidinei, aflată în opoziţie cu înfăşurarea de excitaţie de referinţă. Variaţia excitaţiei ampli-

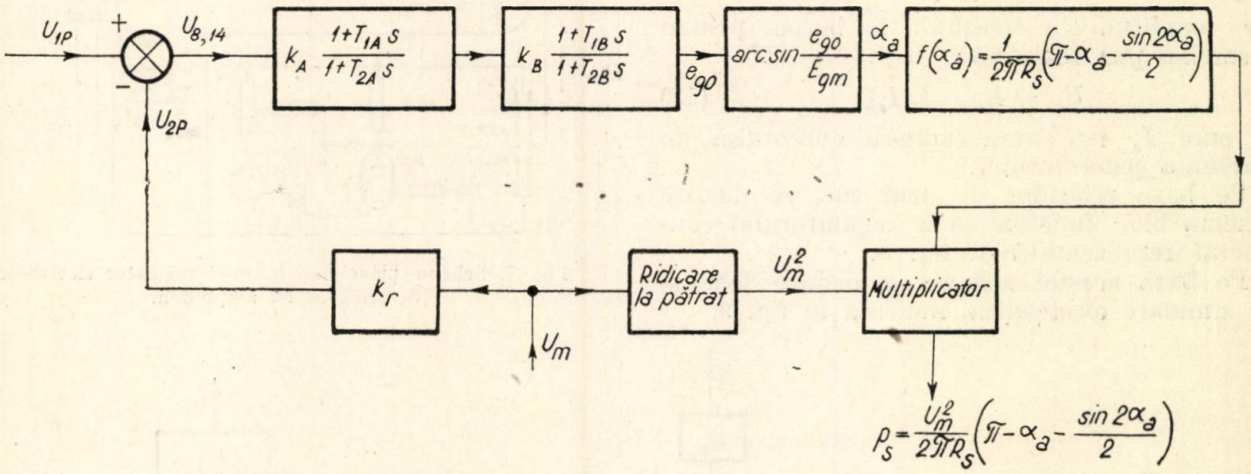


Fig. 5. Schema bloc funcţională a regulatorului electronic electronic de sudură.

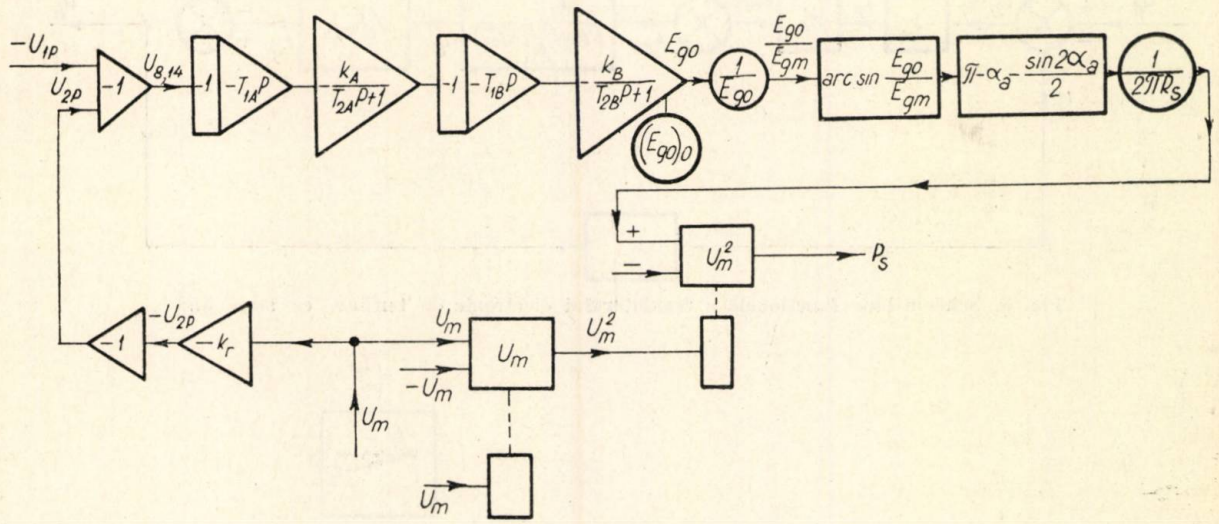


Fig. 6. Schema de simulare electronică a regulatorului electronic de sudură.

Regulator electronic de tensiune cu amplidină [4]

În fig.7 se reprezintă schema unui regulator electronic al tensiunii unui generator de curent alternativ.

Mărimea de referinţă este tensiunea U_0 dată de T_4, iar tensiunea U_r este proporţională cu amplitudinea tensiunii alternative a generatorului. Aceste două tensiuni sînt puse în opoziţie în circuitul de grilă al tubului T_1.

La o variaţie a tensiunii generatorului faţă de valoarea nominală, datorită unei variaţii a sarcinii sale, apare o variaţie proporţională a tensiunii U_r, care produce o variaţie a negadinei astfel obţinută, produce o variaţie corespunzătoare a curentului debitat de amplidină în înfăşurarea de excitaţie a generatorului. În acest fel, la o variaţie a tensiunii generatorului, se produce o variaţie de sens contrar a excitaţiei sale, care tinde să menţină constantă tensiunea la borne a generatorului.

Tuburile T_1 şi T_2 nu introduc întîrzieri, ci numai amplificări pure, cel de al doilea tub fiind considerat ca un generator de curent constant i_2.

În acest caz funcţia de transfer a amplidinei între amperspirele de excitaţie proprii W_e $(i_2 - i_r)$, în care i_r este constant şi curentul

debitat în excitaţia generatorului i_e, are expresia :

$$Y_a(s) = \frac{I_e}{W_e(I_r - I_2)}(s) = \frac{K_1}{(1+sT_1)(1+sT_2)}. \quad (11)$$

Amplitudinea tensiunii electromotoare a generatorului este o funcţie neliniară de curent de excitaţie i_e :

$$E_0 = f_1(i_e) \quad (12$$

iar amplitudinea tensiunii la borne pentru o sarcină pur rezistivă :

$$U_b = E_0 - f_2(I_s) \quad (13)$$

în care I_s este amplitudinea curentului de sarcină a generatorului.

Pe baza relaţiilor de mai sus, se deduce schema bloc funcţională a regulatorului considerat reprezentată în fig. 8.

Pe baza acestei scheme se deduce schema de simulare electronică, indicată în fig. 9.

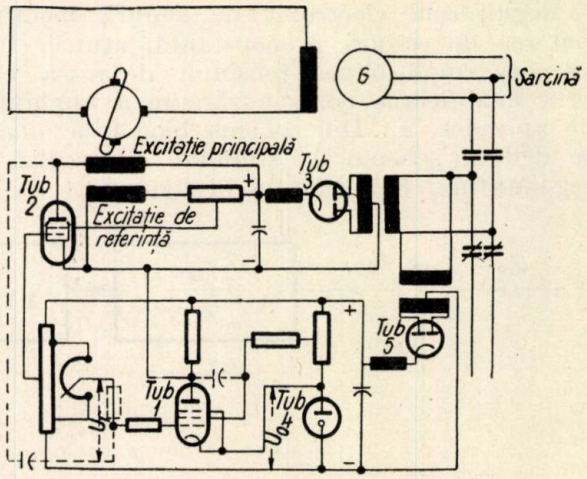


Fig. 7. Schema principială a unui regulator electronic de tensiune cu amplidină.

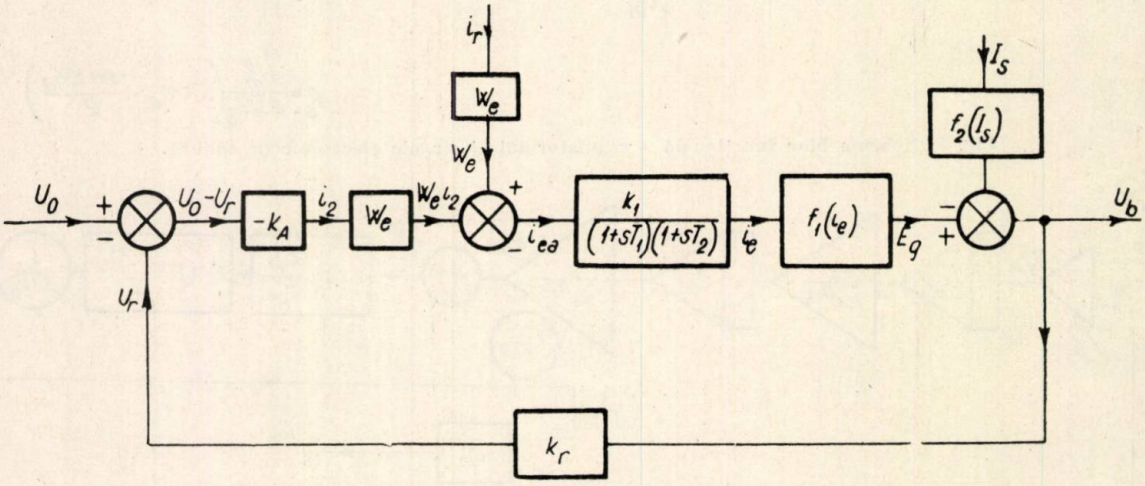


Fig. 8. Schema bloc funcţională a regulatorului electronic de tensiune cu amplidină.

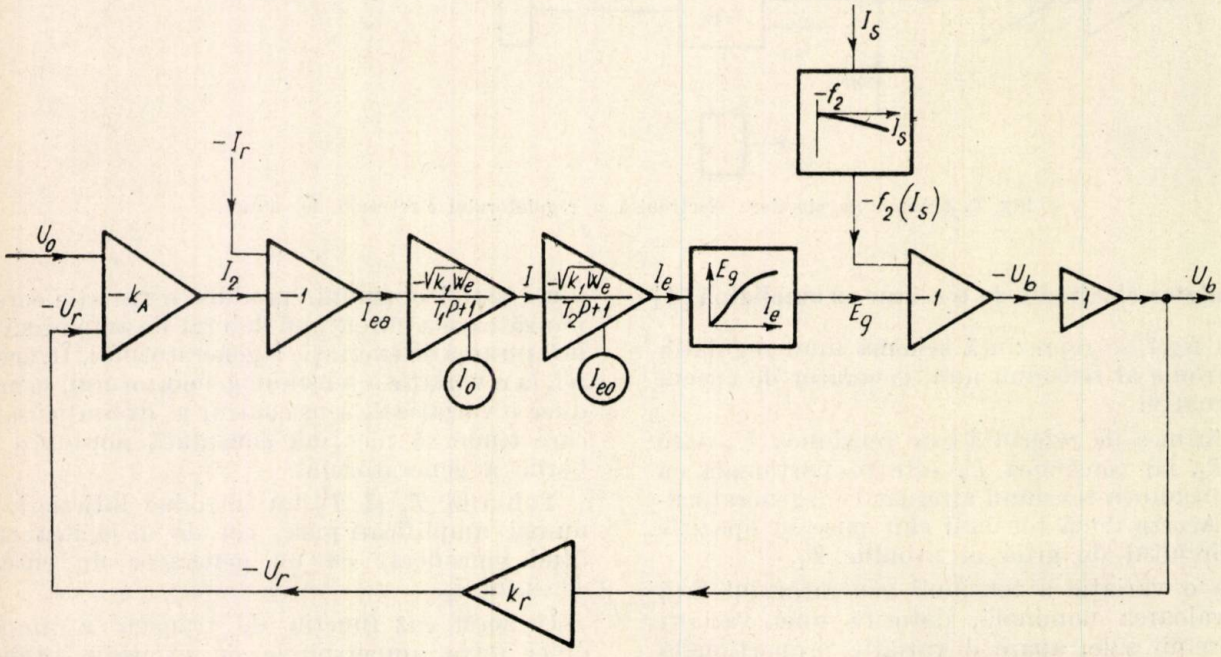


Fig. 9. Schema de simulare a regulatorului electronic de tensiune cu amplidină.

Fig. 11. Schema de simulare electronică a regulatorului de tensiune.

Regulator de tensiune pentru un alternator cu amplificatoare magnetice şi cu bucle de reacţie internă [5]

Schema simplificată a regulatorului de tensiune se indică în fig.10, în care se consideră numai o fază a generatorului, presupus simetric.

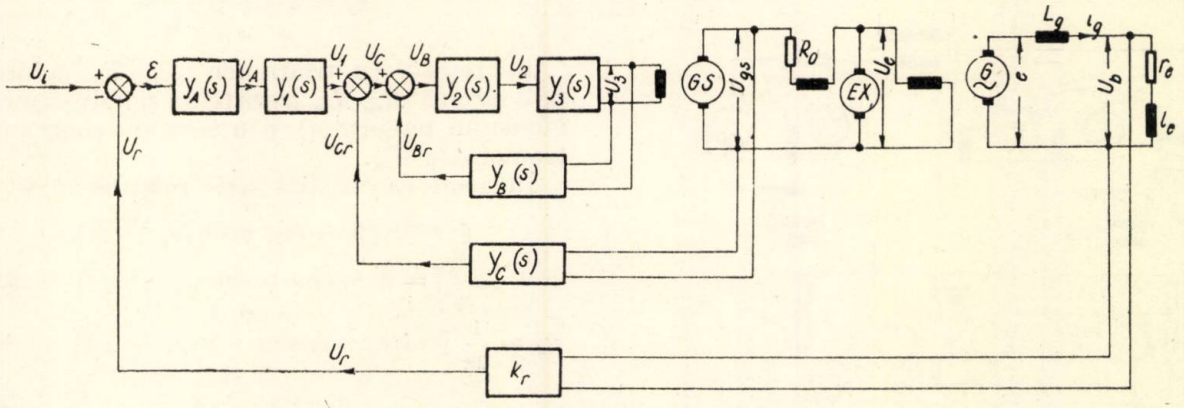


Fig. 10 Schema simplificată a regulatorului de tensiune.

În această schemă Y_A, Y_B, Y_C reprezintă funcţiile de transfer ale elementelor corectoare :

$$Y_A(s) = K_A \frac{1 + sT_{A_1}}{1 + sT_{A_2}} \qquad (13,a)$$

$$Y_B(s) = K_B \frac{s}{1 + sT_B} \qquad (13,b)$$

$$Y_C(s) = K_C \frac{s}{1 + sT_C} \qquad (13,c)$$

Blocurile Y_1, Y_2, Y_3, reprezintă trei etaje de amplificatoare magnetice, avînd funcţiile de transfer :

$$Y_1(s) = \frac{K_1}{1 + sT_1} \qquad (14,a)$$

$$Y_2(s) = \frac{K_2}{1 + sT_2} \qquad (14,b)$$

$$Y_3(s) = \frac{K_3}{1 + sT_3} \qquad (14,c)$$

Funcţia de transfer a generatorului suplimentar GS este :

$$Y_{GS} = \frac{U_{GS}}{U_3}(s) = \frac{K_{GS}}{1 + sT_{GS}} . \qquad (15)$$

Excitatoare Ex este descrisă de o ecuaţie neliniară :

$$U_{GS} + U_e = R_0 f(u_e) + T_0 \frac{du_e}{dt} \qquad (16)$$

în care funcţia $f(u_e)$ depinde de caracteristica de magnetizare a maşinii. Funcţia de transfer a generatorului în gol este :

$$Y_G(s) = \frac{E}{U_e}(s) = \frac{K_G}{1 + sT_G} \qquad (17)$$

în care $E(s)$ este transformata Laplace a amplitudinii tensiunii electromotoare a generatorului.

Sarcina generatorului se consideră inductivă. Se va considera cazul general în care variaţia curentului de sarcină este însoţită şi de o variaţie a mărimii sarcinii exterioare. Se poate scrie atunci :

$$(L_g + l_e)\frac{di_g}{dt} = e(t) - r_e i_g - i_g \frac{dl_e}{dt} \qquad (18,a)$$

$$U_b = e - L_g \frac{di_g}{dt} \qquad (18,b)$$

în care mărimile r_e şi l_e sînt în general funcţii de timp.

Pe baza relaţiilor expuse, se poate stabili schema de simulare. În ce priveşte circuitul de sarcină al generatorului, se va folosi o schemă de simulare în curent alternativ pentru t.e.m. care este de forma $E(t) \sin \omega_0 t$. Mărimea obţinută pentru U_b se introduce apoi pe cale de reacţie, unde suferă o detecţie de înfăşurătoare, trimiţîndu-se numai variaţiile lente (faţă de frecvenţa reţelei) corespunzătoare. Se obţine în acest fel schema de simulare din fig.11. În această schemă s-a introdus cîte un calculator analogic pentru rezolvarea ecuaţiilor (16) şi (18).

În această schemă s-a folosit, pentru simplificare, simboluri aritmetice pentru multiplicatoare şi divizor, iar în K_r se presupune înglobat şi detectorul.

Printr-o săgeată se indică punctul în care se poate introduce o perturbaţie de curent I_g, spre a se urmări efectele în schema simulatoare.

Regulator electronic de turaţie [4]

În fig.12 se indică schema unui regulator electronic de turaţie pentru un motor de curent continuu. Regulatorul se compune din două părţi, oarecum independente : partea din stînga este un regulator de turaţie al motorului prin tensiunea de indus, în ipoteza unei excitaţii a

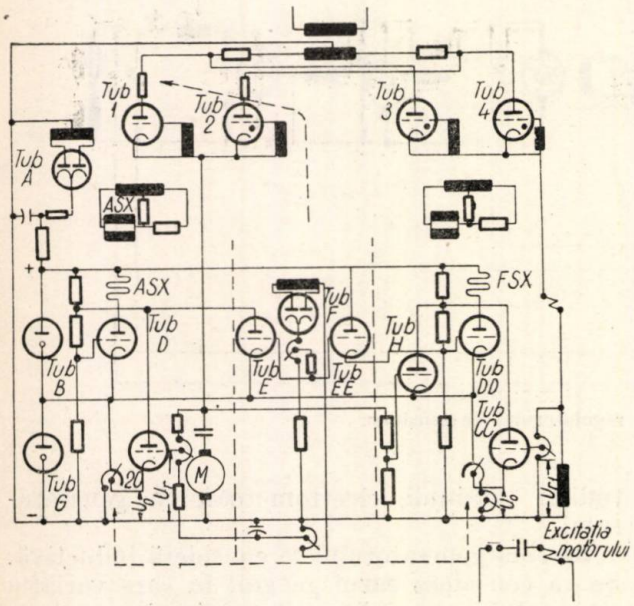


Fig. 12. Schema unui regulator electronic de turaţie.

motorului constantă, iar partea din dreapta este un regulator al tensiunii de excitaţie a motorului, faţă de variaţiile tensiunii de reţea. Se vor trata separat cele două regulatoare.

Regulatorul de turaţie pe indus. În cazul în care apare o variaţie a turaţiei faţă de valoarea prescrisă, se produce o variaţie pe grila tubului T_C, care transmite o variaţie pe grila tubului T_D. Variaţia corespunzătoare a curentului anodic al acestui tub produce o variaţie a inductivităţii transductorului ASX din puntea de defazare ; rezultă o modificare corespunzătoare a unghiului de aprindere α_a al tiratroanelor T_1, T_2, modificîndu-se, deci, tensiunea medie redresată aplicată pe indus, care tinde să readucă turaţia la valoarea prescrisă.

Pentru o variaţie de turaţie rezultă o variaţie proporţională ΔU_r a tensiunii U_r (datorită potenţiometrului de compensare), care se află în opoziţie, în circuitul de grilă al tubului T_C, cu tensiunea de referinţă U_0. Între variaţia $\Delta(U_r - U_0)$ şi variaţia corespunzătoare a curentului tubului T_D există relaţia (19), ţinîndu-se seamă de inductivitatea transductorului din punctul mediu de funcţionare (se neglijează variaţia acesteia în relaţia de mai jos) :

$$\Delta I_D(s) = \frac{K_D}{1 + sT_D} \Delta[U_R(s) - U_0(s)]. \qquad (19)$$

Între curentul i_D şi inductivitatea transductorului există o dependenţă neliniară :

$$L_{tr} = f(i_D). \qquad (20)$$

Pentru o anumită valoare a inductivităţii L_{tr}, rezultă unghiul de aprindere al tiratroanelor T_1, T_2 :

$$\alpha_a = 2 \operatorname{arctg} \frac{\omega L_{tr}}{R_e}. \qquad (21)$$

Redresorul cu tiratroane T_1, T_2 debitează pe o sarcină R_m, L_m (rezistenţa şi inductivitatea indusului motorului) şi o tensiune contra electromotoare E_i.

În acest caz se pot scrie relaţiile :

$$\epsilon^{\alpha c \operatorname{cotg} \varphi}[\beta - \cos\varphi \sin(\alpha_s - \varphi)] = \beta - \cos\varphi \sin(\alpha_a - \varphi) \qquad (22,a)$$

$$\gamma_d = \frac{1}{2\pi}[\cos\alpha_a - \cos\alpha_s - \beta(\alpha_s - \alpha_a)] \qquad (22,b)$$

$$\alpha_s = \alpha_a + \alpha_c \qquad (22,c)$$

în care :

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L_m}{R_m}; \quad \gamma_d = \frac{I_d}{\frac{U_m}{R_m}}; \quad \beta = \frac{E_i}{U_m};$$

I_d — curentul mediu redresat ;
U_m — amplitudinea tensiunii reţelei ;
α_s — unghiul de stingere (conducţia este intermitentă spre a exista posibilitatea reglajului) ;
α_c — unghiul de conducţie.

Derivînd relaţiile (22) în variabilele β, γ_d, α_a, α_c, α_s şi luînd abateri mici faţă de punctul de funcţionare nominală, se deduce prin eliminarea mărimilor α_c şi α_s :

$$A_0 E_i + B_0 \alpha_a - C_0 I_d = 0, \qquad (23)$$

în care A_0, B_0, C_0 sînt constante pozitive, iar mărimile scrise reprezintă, de fapt, abateri mici faţă de valorile mărimilor. Pe de altă parte, în circuitul indusului se poate scrie

$$U_d + E_i + R_m I_d \qquad (24)$$

în care U_d este tensiunea medie redresată.

Ecuaţiile electrice şi mecanice ale motorului conduc la relaţia :

$$n(s) = \frac{1}{Y_m(s)} U_d(s) - \frac{Y_{im}(s)}{Y_m(s)} C_r(s) \qquad (25)$$

în care n este turaţia, C_r cuplul rezistent al sarcinii,

$$Y_m(s) = k_e[1 + sT_m(1 + sT_{im})];$$

$$Y_{im}(s) = k_{im}[1 + sT_{im}],$$

$$T_{im} = \frac{L_m}{R_m}; \quad T_m = \frac{J_m R_m}{k_c k_e}; \quad k_{im} = \frac{R_m}{k_c};$$

J_m — momentul de inerţie al sarcinii ; k_c — constanta de cuplu şi k_e — constanta t.c.e.m.

Tensiunea de compensare U_c este dată prin :

$$E_i = U_d - U_c \tag{26}$$

Regulatorul de tensiune pe excitaţie. În cazul în care apare o variaţie a tensiunii de excitaţie datorită unei variaţii a tensiunii reţelei, se produce o variaţie proporţională a tensiunii de reacţie U_{r1}, pusă în opoziţie cu tensiunea de

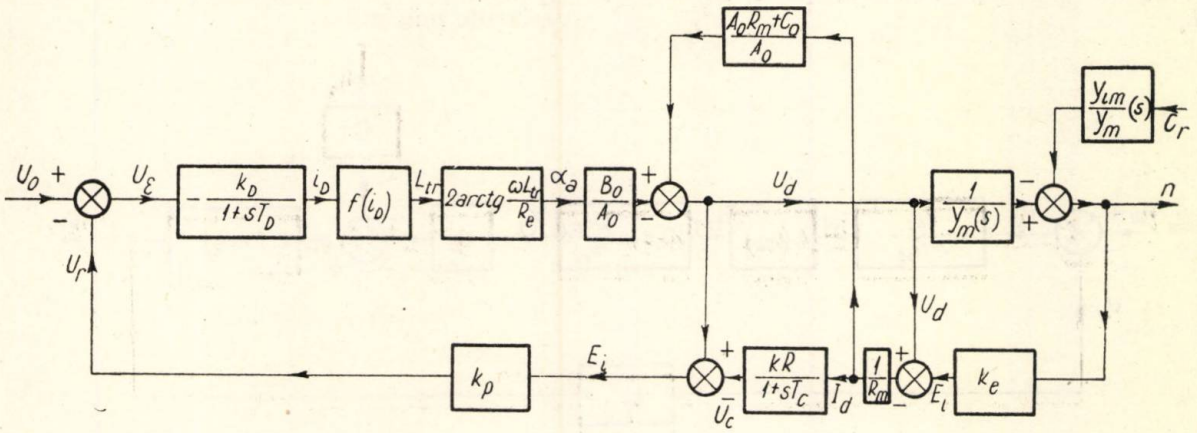


Fig. 13. Schema bloc funcţională a regulatorului pe indus.

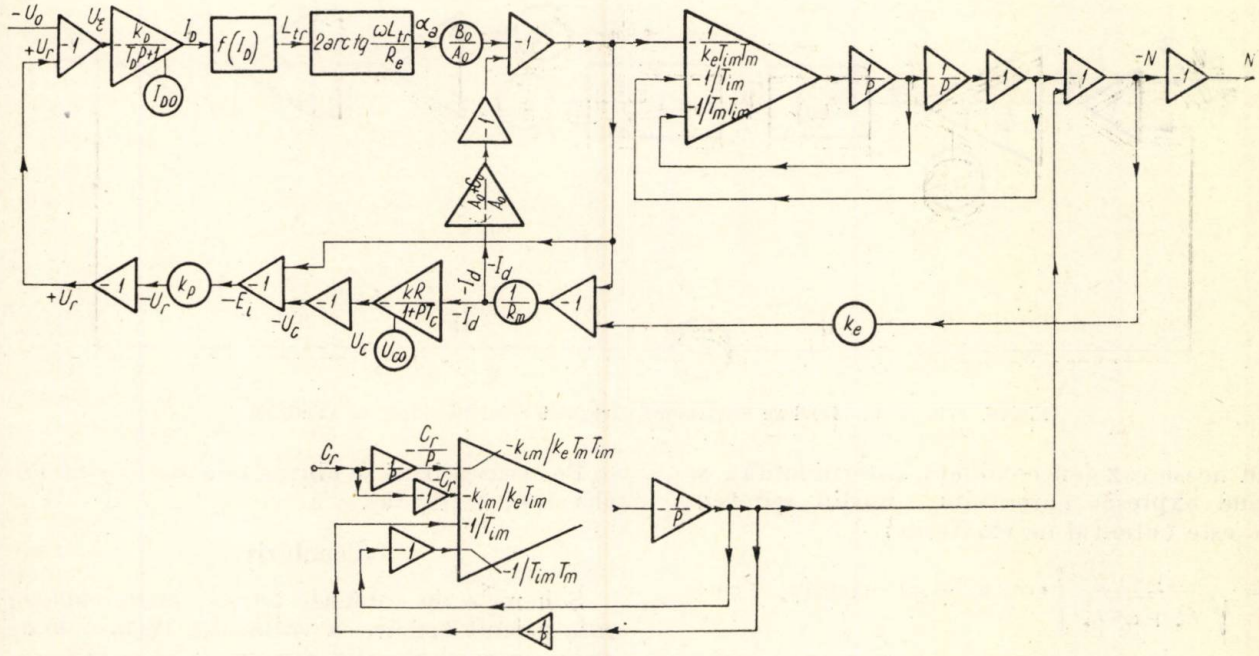


Fig. 14. Schema de simulare a regulatorului de turaţie pe indus.

iar pe de altă parte :

$$U_c(s) = \frac{KR}{1 + sT_c} I_d(s). \tag{27}$$

Ţinînd seamă de toate relaţiile scrise, se deduce schema bloc-funcţională a regulatorului pe indus, reprezentată în fig.13.

Pe această bază se deduce schema de simulare electronică (fig.14).

Se observă că în cazul simulării funcţiei $Y_m(s)$ a fost necesar să se introducă un calculator analogic local, întrucît funcţia $Y_m(s)$ nu se factorizează în doi factori reali, simulabili într-un mod mai simplu.

referinţă U_{01}, în circuitul de grilă al tubului T_{cc}. Rezultă prin aceasta o variaţie a curentului tubului T_{DD} dată de :

$$\Delta I_{DD}(s) = \frac{K_{DD}}{1+sT_{DD}} \Delta[U_{r1}(s) - U_{01}(s)]. \tag{28}$$

Acest curent produce o variaţie a inductivităţii transductorului L_{tr1}, care depinde de curentul i_{DD} conform relaţiei :

$$L_{tr1} = f_1(i)_{DD} \tag{29}$$

iar pentru o anumită valoare a lui L_{tr1}, unghiul

de aprindere α_a al tiratroanelor T_3, T_4 este :

$$\alpha_a = 2 \operatorname{arc\,tg} \frac{\omega L_{tr1}}{R_{e1}}. \qquad (30)$$

Redresorul T_3, T_4 debitează pe o sarcină R_e, L_e.

Între variaţia curentului de excitaţie şi cea a tensiunii de excitaţie există relaţia :

$$\Delta U_e(s) = K_e(1 + sT_e)\,\Delta I_e(s). \qquad (34)$$

Pe baza acestor rezultate se stabileşte schema bloc-funcţională din fig.15, în care se trec direct variaţiile mărimilor.

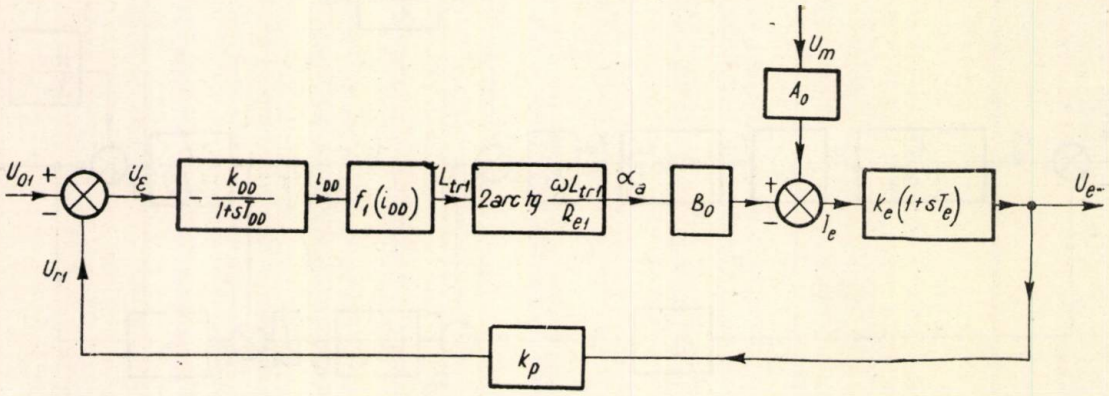


Fig. 15. Schema bloc funcţională a regulatorului pe excitaţie.

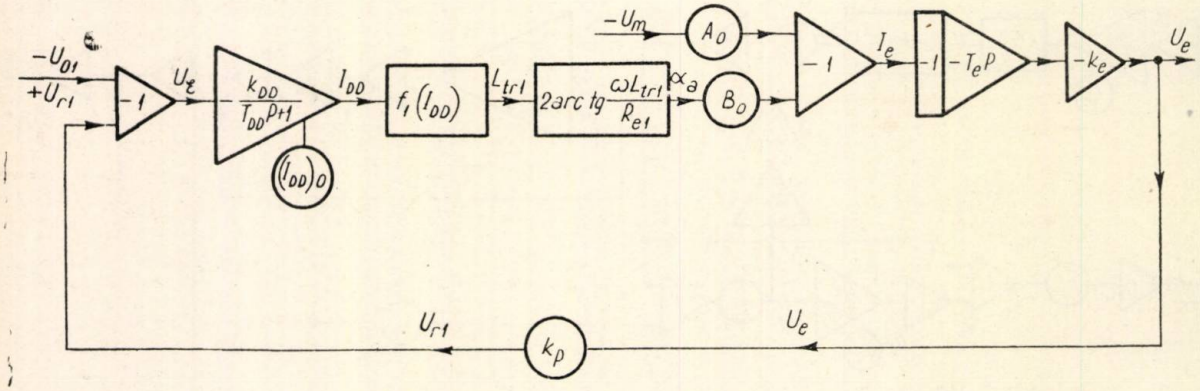


Fig.16. Schema de simulare electronică a regulatorului tensiunii de excitaţie.

În acest caz (cu conducţie intermitentă), se obţine expresia curentului mediu redresat, care este curentul de excitaţie :

$$I_e = \frac{U_m}{\sqrt{R_e^2 + \omega^2 L_e^2}} \left[\cos(\alpha_a - \varphi) - \cos(\alpha_s - \varphi) + \frac{\omega L_e}{R_e} [\sin(\alpha_s - \varphi) - \sin(\alpha_a - \varphi)] \right] \qquad (31)$$

în care U_m este amplitudinea tensiunii de reţea, $\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L_e}{R_e}$ şi α_s — unghiul de stingere.

În acest caz se mai poate scrie :

$$\sin(\alpha_s - \varphi) - \sin(\alpha_a - \varphi) - \frac{R_e}{\omega L_e}(\alpha_s - \alpha_a) = 0. \qquad (32)$$

Derivîndu-se relaţiile (31) şi (32) faţă de I_d, U_m, α_s şi α_a şi luîndu-se abateri mici faţă de punctul mediu de funcţionare (nominal) se deduce prin eliminarea lui α_s :

$$\Delta I_e = A_0\,\Delta U_m - B_0\,\Delta\alpha_a. \qquad (33)$$

în care A_0 şi B_0 sînt constante pozitive.

Pe această bază se obţine schema de simulare electronică (fig.16).

Concluzii

Schemele de simulare ale sistemelor considerate permit urmărirea variaţiilor tuturor mărimilor importante din sistem.

Exemplele alese au evidenţiat modul de trecere de la funcţiile de transfer la schema de simulare, în cazul sistemelor liniare, precum şi obţinerea schemelor de simulare pentru sistemele care conţin neliniarităţi sau conţin mărimi descrise prin ecuaţii diferenţiale cu coeficienţi variabili.

BIBLIOGRAFIE

[1] VAZACA, CHR. : *Principii de simulare electronică a sistemelor automate*, Automatica şi electronica I(1957)2,p. 45-55
[2] KORN, S.A. şi KORN, T.M. : *Electronic Analog Computers* McGraw-Hill, New York, 1956.
[3] AHRENDT, W.R., TAPLIN, J.F. : *Automatic Feedback Control*, McGraw-Hill, New York, 1951.
[4] CHUTE, G.M. : *Electronics in Industry*, Mc. Graw-Hill. New-York, 1946.
[5] Revista „Automatisme" I(1956)8.

MIHAI DRĂGĂNESCU *)

Expresii generale pentru capacitatea şi conductanţa de intrare a unui tub electronic

CZ 621.385.011

Rezultatele prezentate în lucrarea de faţă constituie o generalizare a lucrărilor [1] şi [2], obţinîndu-se expresii generale pentru capacitatea şi conductanţa de intrare a unui tub electronic pentru o clasă foarte largă de circuite cu tuburi electronice. Astfel, pe lîngă faptul că se ţine seamă de efectul sarcinii spaţiale asupra capacităţilor dintre electrozi, se poate ţine seamă şi de unele cuplaje capacitive între electrodul de intrare şi diferite puncte ale reţelei conectate la tub (fig.1). Această

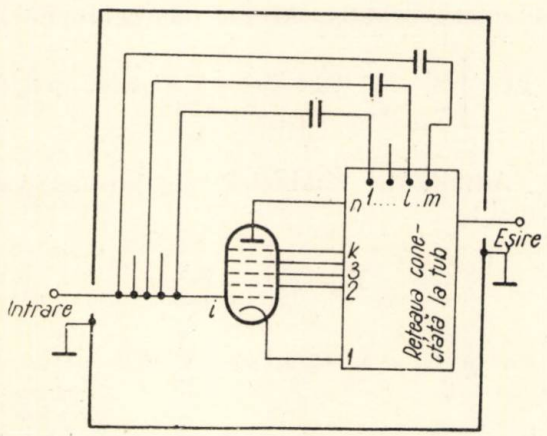


Fig.1. Circuit generalizat cu tuburi electronice.

situaţie este întîlnită efectiv în circuitele electronice, două asemenea exemple fiind prezentate în anexă. Singura restricţie importantă pentru formulele obţinute este aceea că valabilitatea lor încetează la frecvenţe unde timpul de trecere începe să modifice comportarea tubului. Această restricţie este precizată prin condiţia ca unghiul de trecere în tub [3] să ia valori în plaja

$$0 < \theta < 0{,}1\ \pi. \qquad (1)$$

Precizări asupra acestei condiţii se pot găsi şi în lucrarea [1].

Formulele generale

Vom nota electrozii tubului electronic, cu i, 1, 2, 3, . . . , k, . . . , n unde i va reprezenta electrodul de intrare (grila de comandă negativată), 1 catodul etc. . ., iar n ultimul electrod, anodul.

*) Ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice este conferenţiar la Catedra de tuburi electronice şi tehnică nucleară a Institutului Politehnic din Bucureşti.

Vom nota punctele de cuplaj capacitiv ale intrării la reţeaua tubului, prin 1,2, . . . , l, . . . , m. Cu aceste notaţii, avînd în vedere sistemul închis de electrozi din fig.1, sarcina electrostatică pe electrodul de intrare, cînd nu există emisie de electroni la catod, va fi egală cu (formulele lui Maxwell privitoare la capacităţi [4]):

$$q_i = C_{ii}U_i - \sum_{k=1}^{n} C_{ik}U_k - \sum_{l=1}^{m} C_{il}U_l - C_{ip}U_p \qquad (2)$$

unde C_{ii} reprezintă capacitatea proprie a electrodului de intrare, C_{ik} — capacităţile parţiale dintre electrodul de intrare şi ceilalţi electrozi ai tubului electronic, C_{il} — capacităţile montate între electrodul de intrare şi puncte oarecare ale reţelei tubului, C_{ip} capacitatea parţială între electrodul de intrare şi masă, iar U_p potenţialul masei. Peste tot se va lua însă $U_p = 0$. La relaţia (2) mai putem adăuga n relaţii pentru ceilalţi electrozi ai tubului:

$$q_k = C_{kk}U_k - \sum_{\substack{k'=1 \\ (k' \neq k)}}^{n} C_{kk'}U_{k'} - C_{kp}U_p - C_{ki}U_i$$

$$\text{pentru } k = 1, 2, \ldots, n \qquad (3)$$

precum şi m relaţii pentru punctele reţelei

$$q_l = C_{ll}U_l - \sum_{\substack{l'=1 \\ (l' \neq l)}}^{m} C_{ll'}U_{l'} - C_{lp}U_p - C_{li}U_i$$

$$\text{pentru } l = 1,2, \ldots, m. \qquad (4)$$

Infine pentru electrodul p (masa generală), se poate scrie:

$$q_p = C_{pp}U_p - \sum_{k=1}^{n} C_{pk}U_k - \sum_{l=1}^{m} C_{pl}U_l - C_{pi}U_i. \qquad (5)$$

Sistemul (2)—(5) este complet. Dacă legăm toţi electrozii la masă cu excepţia electrodului de intrare i, atunci

$$U_k = U_l = U_p = 0$$

$$\text{pentru } k = 1, 2, \ldots, n;\ l = 1, 2, \ldots, m. \qquad (6)$$

Sistemul fiind închis, trebuie ca suma sarcinilor tuturor electrozilor să fie egală cu zero:

$$q_i + \sum_{k=1}^{n} q_k + \sum_{l=1}^{m} q_l + q_p = 0. \qquad (7)$$

Ţinînd seamă de relaţiile (2)–(5) şi (6), relaţia (7) duce la concluzia :

$$C_{ii} = \sum_{k=1}^{n} C_{ik} + \sum_{l=1}^{m} C_{il} + C_{ip}. \qquad (8)$$

Indicii se pot ordona oricum deoarece totdeauna $C_{rs} = C_{sr}$ [4].

Vom nota :

$$\sum_{k=1}^{n} C_{ik} = C_{ii}^{(\mathrm{int})} \qquad (9)$$

numind această sumă *capacitatea proprie interioară a electrodului* de intrare şi

$$\sum_{l=1}^{m} C_{il} + C_{ip} = C_{ii}^{(\mathrm{ext})} \qquad (10)$$

numind această sumă *capacitatea proprie exterioară*. Atunci capacitatea proprie are expresia :

$$C_{ii} = C_{ii}^{(\mathrm{int})} + C_{ii}^{(\mathrm{ext})}. \qquad (11)$$

Să presupunem acum că ţinem seamă de prezenţa sarcinii spaţiale dintre electrozi. În aceste condiţii la sarcina electrostatică a fiecărui electrod se mai adaugă, în cazul în care catodul este încălzit şi sarcina indusă de către sarcina spaţială dintre electrozi. Sarcina spaţială dintre electrozi depinde de temperatura catodului, potenţialele tututor electrozilor tubului şi de coordonatele de poziţie. Sarcina corespunzătoare indusă pe un electrod va depinde şi ea de temperatură, potenţialele electrozilor şi de geometria sistemului [1]. Astfel, sarcina electrostatică pe electrodul de intrare va fi :

$$q_i = C_{ii}U_i - \sum_{k=1}^{n} C_{ik}U_k - \sum_{l=1}^{m} C_{il}U_l + Q_i(U_i, U_1, U_2, \ldots, U_n, T) \qquad (12)$$

unde Q_i reprezintă sarcina indusă de către sarcina spaţială dintre electrozi.

Curentul electric pe electrodul de intrare va fi atunci :

$$i = \frac{\mathrm{d}q_i}{\mathrm{d}t} = \left[C_{ii} + \frac{\partial Q_i}{\partial U_i}\right]\frac{\mathrm{d}U_i}{\mathrm{d}t} - \sum_{k=1}^{n}\left[C_{ik} - \frac{\partial Q_i}{\partial U_k}\right]\frac{\mathrm{d}U_k}{\mathrm{d}t} - \sum_{l=1}^{m} C_{il}\frac{\mathrm{d}U_l}{\mathrm{d}t}. \qquad (13)$$

Vom nota :

$$C'_{ii} = C_{ii} + \frac{\partial Q_i}{\partial U_i} \qquad (14)$$

şi vom numi această capacitate, *capacitate proprie influenţată de sarcina spaţială* (caldă). La fel,

$$C'_{ik} = C_{ik} - \frac{\partial Q_i}{\partial U_i} \qquad (15)$$

se va numi *capacitate parţială influenţată de sarcina spaţială*.

Trebuie remarcat că în acest caz $C'_{ik} \neq C'_{ki}$ [1].

Cu aceste notaţii, expresia (13) se mai poate scrie :

$$i = \left[C'_{ii} - \sum_{k=1}^{n} C'_{ik}\frac{\mathrm{d}U_k}{\mathrm{d}U_i} - \sum_{l=1}^{m} C_{il}\frac{\mathrm{d}U_l}{\mathrm{d}U_i}\right]\frac{\mathrm{d}U_i}{\mathrm{d}t}. \qquad (16)$$

Trecînd la scrierea simbolică vom observa că :

$$\frac{\mathrm{d}U_i}{\mathrm{d}t} = pU_i(p) \qquad (17)$$

$$\frac{\mathrm{d}U_k}{\mathrm{d}U_i} = a_k(p) \qquad (18)$$

$$\frac{\mathrm{d}U_l}{\mathrm{d}U_i} = b_l(p) \qquad (19)$$

prin $a_k(p)$ înţelegînd amplificarea simbolică [1]) pe electrodul k, iar prin $b_l(p)$ înţelegînd amplificarea simbolică corespunzătoare punctului l al reţelei tubului. Atunci relaţia (16) devine :

$$I(p) = \left[C'_{ii} - \sum_{k=1}^{n} C'_{ik}a_k(p) - \sum_{l=1}^{m} C_{il}b_l(p)\right]pU_i(p) \qquad (20)$$

Admitanţa simbolică de intrare va fi atunci :

$$Y_{\mathrm{intr}}(p) = \frac{I(p)}{U_i(p)} = p\left[C'_{ii} - \sum_{k=1}^{n} C'_{ik}a_k(p) - \sum_{l=1}^{m} C_{il}b_l(p)\right]. \qquad (21)$$

În cazul unui regim armonic, $p = \mathrm{j}\omega$, admitanţa se poate desface în doi termeni, unul reprezentînd capacitatea de intrare, iar celălalt conductanţa de intrare.

$$C_{\mathrm{intr}} = C'_{ii} - \sum_{k=1}^{n} C'_{ik}a_k^{(re)} - \sum_{l=1}^{m} C_{il}b_k^{(re)} \qquad (22)$$

$$G_{\mathrm{intr}} = \sum_{k=1}^{n} \omega C'_{ik}a_k^{(im)} + \sum_{l=1}^{m} \omega C_{il}b_k^{(im)} \qquad (23)$$

unde $a_k^{(re)}$ şi $b_k^{(re)}$ reprezintă părţile reale ale amplificărilor iar $a_k^{(im)}$ şi $b_k^{(im)}$ reprezintă părţile imaginare. Formulele (22) şi (23) sînt foarte generale, limitele lor de valabilitate fiind discutate anterior şi sînt de un mare interes practic.

Cazuri particulare

a) Cînd se neglijează influenţa sarcinii spaţiale, ceea ce se obişnuieşte, deşi condamnabil,

[1]) Forma (18) rezultă clar, observînd că

$$\frac{\mathrm{d}U_k}{\mathrm{d}U_i} = \frac{p\cdot U_k(p)}{p\cdot U_i(p)} = \frac{U_k(p)}{U_i(p)} = a_k(p).$$

în majoritatea tratatelor de tuburi electronice, formulele devin :

$$C_{\text{intr}} = \sum_{k=1}^{n} C_{ik}\left[1 - a_k^{(re)}\right] + \sum_{l=1}^{m} C_{il}\left[1 - b_l^{(re)}\right] + C_{ip} \quad (24)$$

$$G_{\text{intr}} = \sum_{k=1}^{n} \omega C_{ik}\, a_k^{(im)} + \sum_{l=1}^{m} \omega C_{il}\, b_l^{(im)}. \quad (25)$$

La deducerea acestor formule s-a ţinut seamă de relaţia (8).

b) Dacă se neglijează influenţa sarcinii spaţiale şi nu există nici cuplaje capacitive între electrodul de intrare şi reţeaua tubului, formulele devin :

$$C_{\text{intr}} = \sum_{k=1}^{n} C_{ik}\left[1 - a_k^{(re)}\right] + C_{ip} \quad (26)$$

$$G_{\text{intr}} = \sum_{k=1}^{n} \omega C_{ik}\, a_k^{(im)}. \quad (27)$$

Formulele de mai sus prezintă un deosebit interes practic. În fond, cu ele se determină imediat, fără alte calcule, uneori complicate, impedanţa de intrare a unui tub. Trebuie să se cunoască numai amplificările pe electrozii tubului. Ca o regulă generală se poate observa că o amplificare în antifază cu intrarea are ca efect o mărire a capacităţii de intrare a unui tub electronic iar o amplificare în fază, un efect de scădere. De asemenea, conductanţa de intrare apare datorită elementelor reactive din reţeaua tubului, care fac ca amplificarea să aibă o parte imaginară.

În ceea ce priveşte influenţa sarcinii spaţiale asupra capacităţilor dintre electrozi, detalii se pot găsi în lucrările [5], [6] şi [1].

ANEXA

Exemple de aplicare a formulelor generale

a) Montaj de amplificare cu reacţie negativă de curent. Deşi montajele electronice nu sînt ecranate complet ca în fig. 1 totuşi, avînd în vedere ecranizarea lor parţială (datorită şasiului şi ecranizării tubului şi circuitelor) formulele generale deduse în paragraful precedent pot fi foarte bine aplicate.

În cazul circuitului din fig.2 pentru a găsi impedanţa de intrare trebuie cunoscute amplificările pe anod şi catod.

Dacă notăm cu A amplificarea fără reacţie,

$$a_a = -\frac{\mu R_a}{R_1 + R_a} = -A \quad (28)$$

atunci amplificarea pe anod cu reacţie va avea valoarea

$$a_a' = \frac{U_a}{U_i} = \frac{a_a}{1 - \beta a_a} = \frac{-A}{1 + \beta A} \quad (29)$$

unde β este factorul de reacţie (socotit în tensiune) :

$$\beta = \frac{-U_c}{U_a} = \frac{-R_c I_1}{-R_a I_1} = \frac{R_c}{R_a}. \quad (30)$$

Amplificarea pe catod va fi :

$$a_c = \frac{U_c}{U_i} = \frac{U_c}{U_a} \cdot \frac{U_a}{U_i} = -\beta \cdot a_a' = \frac{\beta A}{1 + \beta A}. \quad (31)$$

Atunci capacitatea de intrare (conductanţa de intrare este nulă, deoarece ambele amplificări sînt reale), aplicînd formulele (26) şi (27) va avea valoarea,

$$C_{\text{intr}} = C_{ga}\left(1 + \frac{A}{1 + \beta A}\right) + C_{gc}\left(1 - \frac{\beta A}{1 + \beta A}\right). \quad (32)$$

Dezvoltînd această expresie se găseşte

$$C_{\text{intr}} = C_{ga}\,\frac{[1 + A\,(1 + \beta A)] + C_{gc}}{1 + \beta A}. \quad (33)$$

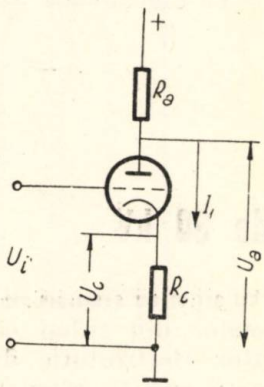


Fig. 2. Montaj de amplificare cu reacţie negativă de curent.

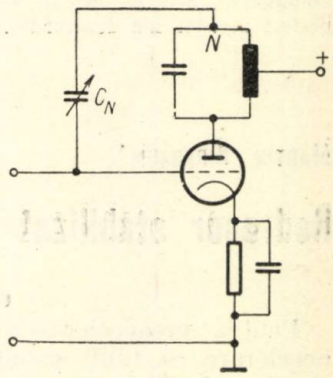


Fig. 3. Montaj neutrodinat.

Dacă în paranteza de la numărător se neglijează β faţă de 1 (ceea ce este posibil la majoritatea montajelor cu reacţie pe catod), se recapătă o formulă cnuoscută în literatură [7] :

$$C_{\text{intr}} = \frac{C_{ga}\,(1 + A) + C_{gc}}{1 + \beta A}. \quad (34)$$

Termenul de la numărător reprezintă capacitatea de intrare, la montajul fără reacţie ($\beta = 0$). În prezenţa reacţiei această capacitate este practic micşorată în raportul $\frac{1}{1 + \beta A}$, concluzie cunoscută [7]. În cazul unui montaj repetor pe catod atunci :

$$C_{\text{intr}} = C_{ga} \quad (35)$$

deoarece, conform relaţiei (30) avem $\beta = \infty$.

b) Montaj neutrodinat. În cazul unui montaj neutrodinat (fig. 3), capacitatea de neutrodinare C_N este aplicată între electrodul de intrare şi un punct al reţelei tubului. În acest caz se aplică formulele (24) şi (25). Astfel :

$$C_{\text{intr}} = C_{gc} + C_{ga}\left[1 - a_a^{(re)}\right] + C_N\left[1 - b_N^{(re)}\right] \quad (36)$$

$$R_{\text{intr}} = \frac{1}{\omega C_{ga} a_a^{(im)} + \omega C_N b_N^{(im)}}. \quad (37)$$

Se va observa însă că dacă priza de pe bobina din circuitul anodic împarte bobina în două părţi perfect simetrice,

$$b_N = -a_a \quad (38)$$

atunci

$$C_{intr} = C_{gc} + C_{ga}\left[1 - a_a^{(re)}\right] + C_N\left[1 + a_a^{(re)}\right] \quad (39)$$

$$R_{intr} = \frac{1}{\omega a_a^{(im)}\left[C_{ga} - C_N\right]}. \quad (40)$$

Dacă şi $C_{ga} = C_N$, atunci

$$\begin{aligned} C_{intr} &= C_{gc} + 2C_{ga} \\ R_{intr} &= \infty . \end{aligned} \quad (41)$$

La un montaj neutrodinat, rezistenţa de intrare este infinită iar constanta de intrare are valoarea dată de relaţia (41). Aceste valori se păstrează independente de valoarea amplificării, deci nu depind de faptul dacă circuitul este perfect acordat sau dezacordat.

BIBLIOGRAFIE

[1] DRĂGĂNESCU, M.: *Capacităţile tuburilor electronice şi depedenţa lor de condiţiile de funcţionare.* Lucrare de dizertaţie, Inst. Politehnic, Bucureşti, 1956.

[2] DRĂGĂNESCU, M.: *Asupra capacităţii de intrare în regim dinamic a tuburilor electronice* Com. Acad. R.P.R. (1957) 5.

[3] KATMAN, I.A.: *Osnovi rasceta radiolamp.* Gos nergoizdat, Moscova, 1952.

[4] RĂDULET R.: *Bazele teoretice ale electrotehnicii.* Ed Inst. Politehnic Bucureşti, 1953.

[5] STRUTT, M.J.O.: *Moderne Mehrgitter elektronenröhren* I. Springer Verlag, Berlin, 1940.

[6] ROTHE und KLEEN: *Grundlagen und Kennlinien von Elektronenröhren*, Akademische Verlag, Leipzig, 1953, cap. XX.

[7] TĂNĂSESCU, T.: *Manualul de tuburi şi circuite electronice*, vol. I. Tuburi electronice, Ed. Academiei R.P.R., Bucureşti, 1955.

MARTIN BIRNBAUM *)

Redresor stabilizat de 30 kV

CZ 621.314.67.027.6:621.316.722.1

Pentru preaccelerarea ionilor din tubul de accelerare al unui generator electrostatic de tip van de Graaff, se ştie că este necesară o sursă de tensiune reglabilă în zona 10 000 — —30 000 V.

Caracteristicile deosebite impuse acestei surse, ca stabilitatea la variaţiile tensiunii, la variaţiile curentului de sarcină, tensiunea pulsatorie reziduală, au făcut ca pentru realizarea ei să se caute o altă soluţie decît cea clasică (redresarea de la frecvenţa reţelei). Din cauza avantajelor pe care le prezintă s-a ales ca soluţie redresarea din înalta frecvenţă [1], [2].

Întrucît la această soluţie pentru redresor, nu se puteau aplica metodele obişnuite de stabilizare a tensiunii redresate, iar pe de altă parte în literatura de specialitate cunoscută nu se găsesc metode de calcul pentru stabilizatoarele de tip special ce se întrebuinţează, ne-am propus să studiem funcţionarea unor stabilizatoare mai puţin cunoscute şi să deducem metoda de proiectare a acestora.

În cuprinsul articolului, ne vom preocupa, deci, în primul rînd de proiectarea unor stabilizatoare pentru redresor, alimentate în înaltă frecvenţă, iar apoi vom descrie redresorul construit, care are evident, un asemenea stabilizator.

Asupra stabilizării surselor de tensiune înaltă obţinută prin redresare din înaltă frecvenţă

Schema principială a unui redresor de înaltă tensiune alimentat cu înaltă frecvenţă este cea din fig.1 [2].

*) Ing. M. BIRNBAUM este inginer la Institutul de Fizică Atomică al Academiei R.P.R.

Se ştie că dat fiind că sursa de putere este un tub T_1, puterea disponibilă între bornele A şi B este limitată de puterea utilă pe care o poate debita tubul T_1. Cu tuburi obişnuite (pentode de tipul 6A Q5, 6V6, 6 | 6 etc.) puterea maximă este de ordinul 3—5 W.

Din această cauză, soluţiile clasice de stabilizare (tub serie sau tub paralel) nu pot fi întrebuinţate, deoarece ele au un consum de putere egal, dacă nu mai mare, cu puterea utilă ce se poate obţine în sarcină.

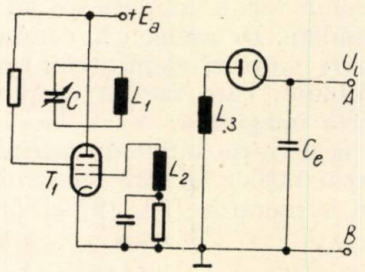


Fig. 1. Schema pricipială a unui redresor de înaltă tensiune alimentat cu înaltă frecvenţă.

Pe de altă parte, stabilizarea direct pe tensiunea înaltă este prohibitivă deoarece cel puţin un tub ar trebui să suporte pe placa lui tensiunea înaltă (de ordinul 10 000—30 000 V).

Pentru a contracara aceste inconveniente s-au propus în literatura tehnică de specialitate schema de stabilizare indirectă în care se comandă nu direct tensiune înaltă ci prin intermediul sursei de putere. Schema de principiu a unui asemenea montaj este cea din fig. 2

Se observă că ecranul tubului oscilator T_2 este comandat de un tub amplificator şi detector de eroare T_3. Acest tub T_3 compară potenţialul pe care îl capătă grila sa care este pusă pe un divizor la tensiune înaltă, cu o tensiune de referinţă (de exemplu un stabilizator) la care este pusă catoda sa. Dacă tensiunea

înaltă V_1 ar tinde să crească, grila lui T_3 ar tinde să devină mai pozitivă față de catodă și ca urmare, placa lui T_3 ar tinde să scadă.

Aceasta ar face ca tensiunea de ecran a lui T_1 să scadă și curentul său anodic, cum și tensiunea înaltă ce se redresează cu T_2. În acest fel tensiunea înaltă V_1 poate fi stabilizată acționîndu-se asupra sursei de putere, respectiv asupra ecranului lui T_1.

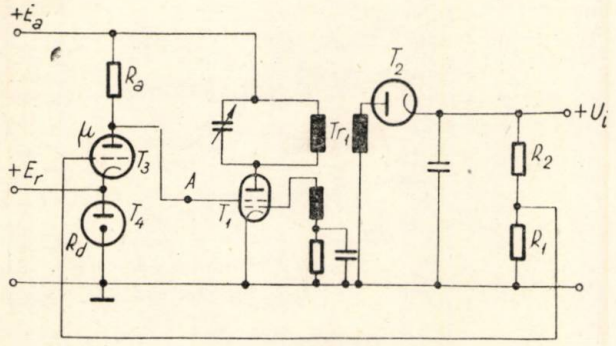


Fig. 2. Schema principială a unui montaj de stabilizare indirectă.

Se observă că avem de a face, în fond, cu un sistem cu reacție negativă. Să presupunem bucla de reacție tăiată în punctul A. În acest caz, orice variație a tensiunii de ecran [1]) a lui T_1 — ΔU_{g2} va apare în tensiunea anodică alternativă a lui T_1 sub forma :

$$\Delta U_a \sim = \alpha_1 S_e \cdot Z \cdot \Delta U_{g2} \qquad (1)$$

în care : Z este impedanța la rezonanță a circuitului acordat din placa lui T_1; $S_e = \left|\frac{\partial i_a}{\partial U_{g2}}\right|_{\substack{U_a = \text{const.} \\ U_{g1} = \text{const.}}}$ — panta ecranului [2]); α_1 — coeficientul pentru fundamentala din calculul oscilatorului (sau amplificatorului de putere) în clasă C.

Va apare ca urmare o variație a tensiunii alternative înalte :

$$\Delta U_i = nZ\,\alpha_1 S_e\,\Delta U_{g2} \qquad (2)$$

în care n este raportul de transformare al transformatorului de înaltă frecvență Tr_1.

Presupunînd că variația tensiunii alternative se transformă integral într-o variație a tensiunii continue înalte, rezultă că orice variație a tensiunii ecranului apare amplificată la ieșirea redresorului cu factorul :

$$A_0 = nZ\,\alpha_1 S_e. \qquad (3)$$

[1]) Se poate demonstra că orice variație a unui parametru al schemei se poate reduce la o variație echivalentă a tensiunii de ecran.

2) Ridicîndu-se caracteristicile de ecran pentru o serie de pentode de putere obișnuite (6AQ5, 6V6, 6$\perp$6, 6AG7) s-a constatat că mărimea S_e variază între limitele 0,3 și 0,5 mA/V.

Dacă presupunem lanțul de reacție neîntrerupt, atunci o parte din variația tensiunii de la ieșire $\left(\text{în raportul } \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)$ se aplică pe grila tubului T_3 detector și amplificator de eroare. Drept rezultat pe ecranul tubului T_1 va apare o variație de tensiune, de semn contrar celei apărute anterior, care va tinde să păstreze sistemul stabil respectiv să mențină la o valoare fixă tensiunea înaltă U_i. Putem deci schița circuitul echivalent în fig. 3.

Sistemul este identificat (din punctul de vedere al variațiilor de tensiune) cu un amplificator cu factor A_0 căruia i s-a aplicat o reacție negativă de factor p.

În cazul de față :

$$\beta_0 = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} A_3 \qquad (4)$$

în care :

$$A_3 = \frac{\mu R_a}{R_1 + R_a(\mu + 1) R_{d,T_4}} \text{ — amplificarea lui } T_3 \qquad (5)$$

iar R_{d,T_4} — rezistența internă dinamică a tubului stabilizator T_4.

Din fig. 3 se poate deduce că :

$$A_r = \frac{A_0}{1 + \beta_0 A_0} = \frac{A_0}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{\mu R_a A_0}{R_1 + R_a + (\mu + 1) R_{d\,T4}}}. \qquad (6)$$

Rezumînd observăm că dacă apare o variație a tensiunii de ecran, cu bucla de reacție tăiată, ea apare la ieșire amplificată de A_0 ori. Cînd se aplică reacția variația la ieșire este micșorată față de cazul precedent de $(1 + \beta A_0)$ ori.

Se poate defini stabilitatea sistemului ca fiind : „raportul dintre valoarea variației ten-

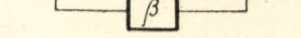


Fig. 3. Circuitul echivalent.

siunii de ieșire spre care se tinde la un moment dat, schemă avînd bucla de reacție tăiată și valoarea la care ajunge cînd circuitul de stabilizare este în funcțiune".

Rezultă deci :

$$St = \frac{A_0}{A_s} = 1 + \beta A_0 = 1 + nZ\,\alpha_1 S_e \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot A_3. \qquad (7)$$

Din formula (7) se observă că cu cît factorul de amplificare pe bucla de reacție A_3 este mai mare, cu atît factorul de stabilizare St este mai mare.

Pentru aprecierea lui St menționăm că, cu montaje îngrijite, cu un singur tub detector și amplificator de eroare se obțin stabilizări de

ordinul 1—3% la variaţii ale tensiunilor de alimentare de ±15%. Evident, în cazul în care tensiunea continuă înaltă redresată este negativă faţă de masă, pentru asigurarea relaţiei de fază corecte, mai trebuie introdus un tub in lanţul de reacţie.

Schema de principiu în acest caz este cea din fig.4.

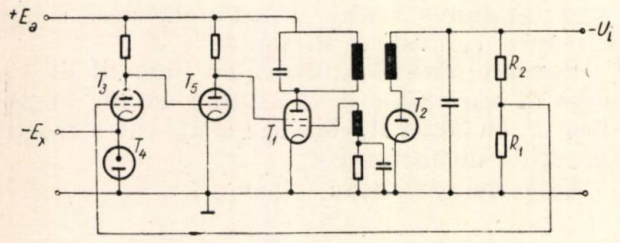


Fig. 4. Schema principială a unui montaj de stabilizare pentru tensiune continuă înaltă negativă.

În mod analog cu cazul precedent se poate deduce factorul de stabilizare al schemei ca fiind :

$$St = 1 + nZ\,\alpha_1 S_e \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_3 A_5. \qquad (8)$$

Performanţele unui astfel de montaj (ameliorate prin introducerea încă a unui tub amplificator) sînt foarte bune. Cu T_3 şi T_5 triode se pot obţine stabilizări de ordinul 0,5—0,05%.

Redresor stabilizat de 30 kV

Schema bloc a redresorului stabilizat de 30 kV este arătată în fig. 5. Afară de partea de alimentare clasică (1,2 respectiv un redresor nestabilizat de 500 V şi un stabilizator electronic de 300 V, 200 mA) aparatul cuprinde 6 circuite, şi anume :

un oscilator electronic (T_{10}, 6A Q5) pe frecvenţa de 250 kHz (3) ;

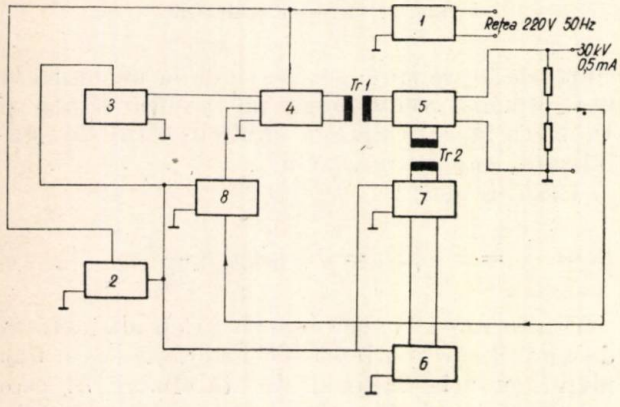


Fig. 5. Schema bloc a redresorului stabilizat de 30 kV :
1 — redresor nestabilizat 500 V ; *2* — stabilizator electronic ; *3* — oscilator 250 kHz ; *4* — amplificator de putere ; *5* — redresor multiplicator de tensiune ; *6* — oscilator 100 kHz ; *7* — amplificator de putere încălzire EY51 ; *8* — amplificator detector de eroare.

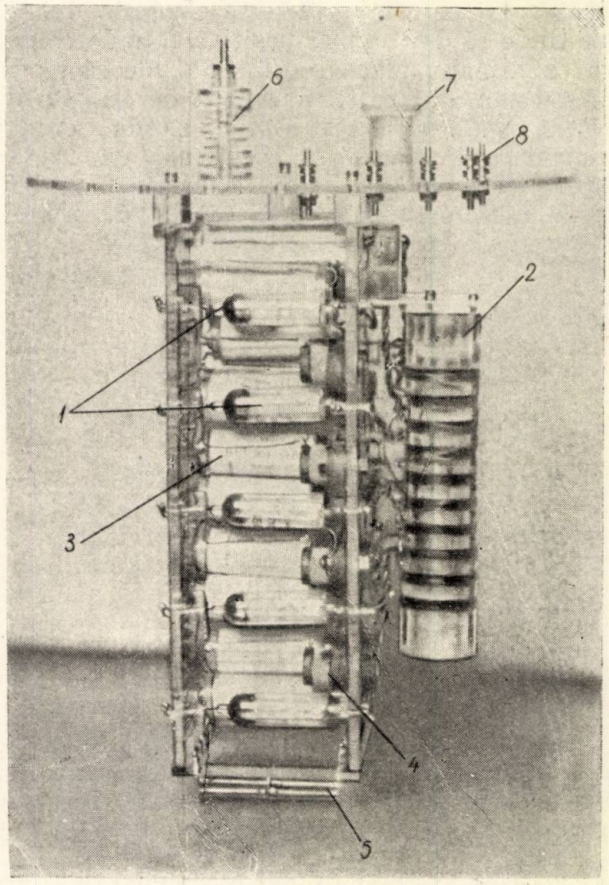


Fig. 6. Blocul de redresoare şi multiplicatoare ale tensiunii.
1 — diodele EУ51 ; 2 — trafo încălzire filamente ; 3 — condensatorul etajelor multiplicatoare ; 4 — inductanţa de compensare ; 5 — divizor rezistenţe pentru controlul tensiunii înalte ; 6 — izolator borna de înaltă tensiune ; 7 — buşon de umplere pentru cuvă ; *8* — treceri tensiuni.

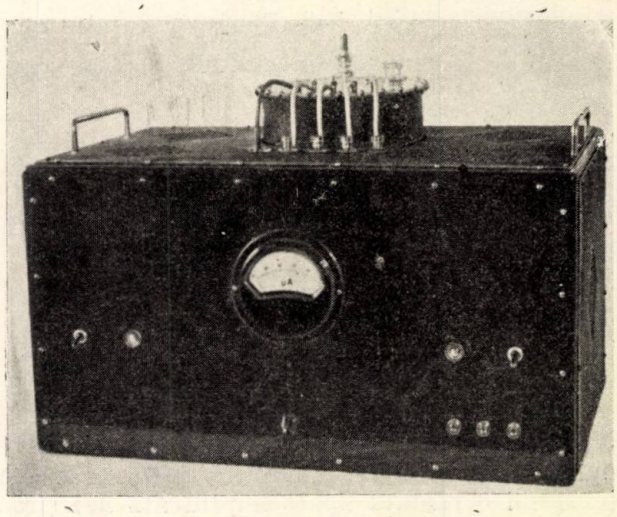


Fig. 7. Fotografia redresorului stabilizat de 30 kV.

un amplificator de (T_{11}, ГУ29) care atacă transformatorul acordat ridicător de tensiune Tr_1 (4) ;

un redresor multiplicator de tensiune construit pe 10 tuburi EУ51 (5) ;

un oscilator electronic (T_{12}, 6A Q5) pe frecvenţa de 150 kHz (6) ;

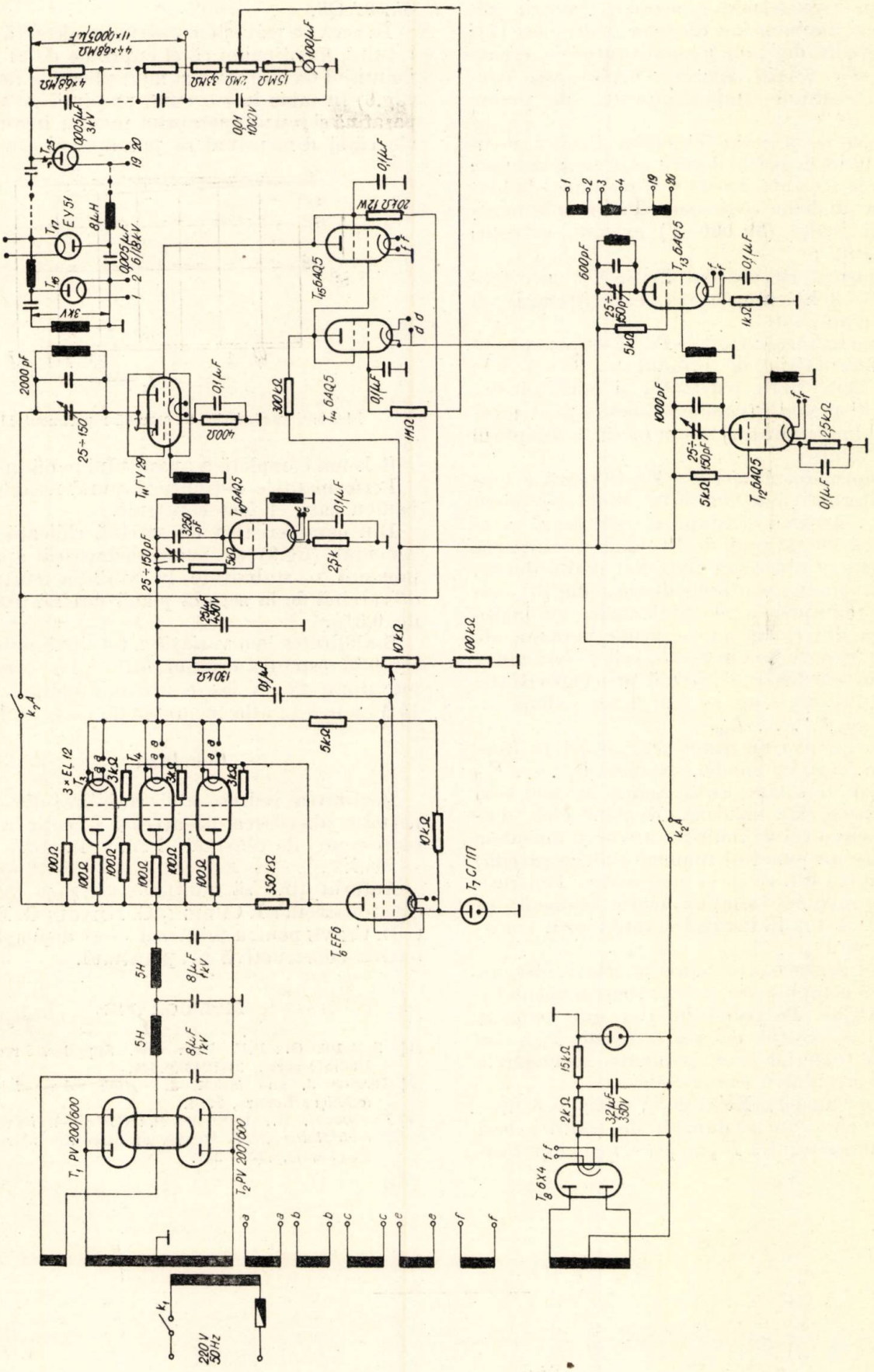


Fig. 8. Schema completă a redresorului de 30 kV.

un amplificator de putere (T_{13}, 6AQ5) care atacă un transformator acordat pentru alimentarea filamentelor diodelor redresoare (7);

un circuit detector şi amplificator de eroare (T_{14} şi T_{15}, 6AK5 respectiv 6AQ5) care controlează ecranul amplificatorului de putere T_{11} (8).

În ceea ce priveşte circuitele folosite, menţionăm în mod special două dintre ele şi anume : redresarea tensiunii înalte şi alimentarea la filamente a diodelor redresoare. Pentru obţinerea tensiunii înalte (30 000 V) existau, evident, două soluţii :

transformatorul acordat Tr_1 să livreze o tensiune de 30 kV alternativă, care urmează să fie redresată, sau

transformatorul acordat Tr_1 să livreze o tensiune alternativă, de ordinul a 3 — 5 kV, care ar urma să fie redresată, şi multiplicată. Piesele disponibile (condensatoarele pentru redresorul multiplicator) ne-au făcut să adoptăm a doua soluţie.

Transformatorul acordat Tr_1 livrează o tensiune alternativă de înaltă frecvenţă de circa 3 000 V . Această tensiune se redresează şi se multiplică cu un grup de 10 diode redresoare ЕУ51 pentru obţinerea tensiunii înalte dorite. Pentru a elimina pierderile de tensiune [3] care apar la redresoarele multiplicatoare cu înaltă frecvenţă din cauza capacităţilor parazite ale diodelor (care se pun în paralel) cît şi din cauza curenţilor capacitivi ce circulă prin capacităţile de multiplicare, s-au montat între tuburi inductanţele L_1 . . . L_{10}.

Aceste inductanţe rezonează paralel pe frecvenţa de lucru cu condensatoarele C_1 . . . C_{10} astfel încît tensiunea ce se aplică fiecărui etaj de redresare este maximă. Evident însă, diodele din circuitul de multiplicare au filamentele (ЕУ51 are un punct al filamentului la catodă) la potenţiale din ce în ce mai înalte. Pentru a rezolva problema izolaţiei, aceste filamente se alimentează tot în înaltă frecvenţă prin transformatorul Tr_2.

Acest transformator, care se poate observa în fig.6 se compune din două tuburi concentrice din plexiglas. Pe tubul interior este bobinat primarul (circuitul de placă a lui T_{13}), iar pe tubul exterior sînt bobinate secundarele pentru alimentarea filamentelor.

Folosirea diodelor ЕУ51 (6,3 V — 0,09 A pentru filament) cît şi un randament de transfer bun al transformatorului Tr_2 au permis ca amplificatorul de putere să fie construit pe un tub uzual T_{13} 6AQ5.

În ceea ce priveşte construcţia efectivă a aparatului, menţionăm că el cuprinde două părţi : montajul de redresare şi multiplicare a tensiunii (fig.6) instalat într-o cuvă umplută cu ulei de parafină şi restul aparatului montat într-o cutie ale cărei dimensiuni se pot aprecia din fig. 7.

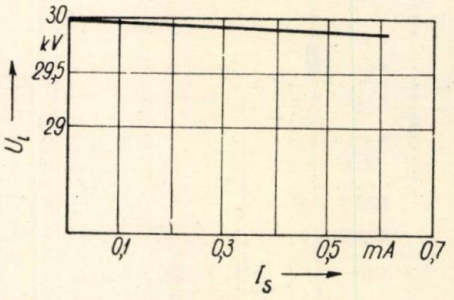


Fig. 9. Caracteristica de sarcină experimentală.

Schema completă a aparatului se dă în fig. 8.

Performanţele obţinute răspund necesităţilor pentru care el fost construit.

Din caracteristica de sarcină ridicată experimental (fig.9) se poate deduce că aparatul prezintă o stabilitate la variaţia curentului de sarcină de la zero la plană sarcină (0,5 mA) de 0,3%.

Stabilitatea la o variaţie a tensiunii reţelei de $\pm$ 10 % este de ordinul 5.10^{-4}, iar tensiunea pulsatorie de la ieşire are o amplitudine de 15 V, adică se află în proporţie de 5.10^{-4}.

Concluzii

Realizarea redresorului stabilizat de 30 kV permite abordarea pe aceeaşi direcţie a unor redresoare de tensiuni înalte în zona 50 — —100 kV.

Autorul ţine să mulţumească şi pe această cale tovarăşilor I. Cubigh, G. Neagu, G. Datcu şi D. Chivu pentru preţiosul efort depus la realizarea constructivă a aparatului.

BIBLIOGRAFIE

[1] Schade, O. : R.F. H.V. C.R. Supplies. Proc.Instn. Radio Engrs., 31(1943),p.341.

[2] Craggs J. and Meck, J. : *High voltage laboratory technique* Londra, 1954.

[3] Everhart, E., Lorrain, P. : *Cockroft-Walton voltage multiplying circuit.* Rewiev of Scientific Instruments, 24 (1953)3,p.221 — 227.

EDMOND NICOLAU şi GHEORGHE STANCU *)

Metode pentru măsurarea permeabilităţii complexe la ferite

CZ 538.221 :621.317.41

În ultimii ani de radiotehnică se utilizează din ce în ce mai mult miezuri magnetice sinterizate din categoria feritelor. Scopul acestui articol este de a face o trecere în revistă a principalilor parametri ce caracterizează aceste materiale ca şi a principalelor metode de măsură utilizate în domeniul frecvenţelor audio şi radio.

Din punct de vedere chimic feritele se caracterizează prin formula : $Me^{2+}\ F_2^{3+}\ O_4$, unde M_e^{2+} este simbolul unui ion metalic bivalent. Spre deosebire de celelalte materiale magnetice, feritele se caracterizează printr-o rezistivitate foarte mare, de ordinul lui $10^{10}\ \Omega$ cm, printr-o permeabilitate relativă ridicată, de ordinul lui 10^3 şi uneori şi printr-o permitivitate relativă mare, atingînd pînă la 10^5. Aceasta face ca bobinele cu ferite să prezinte factori de calitate buni, mergînd pînă la 1000. Există astăzi o gamă întreagă de ferite, care în diverse game de frecvenţă realizează bobine cu Q de ordinul indicat.

În măsurarea calităţilor feritelor apar diverse probleme care nu se întîlnesc la alte materiale. Aceasta deoarece unele ferite se saturează destul de rapid, provocînd fenomene legate de neliniaritatea caracteristicilor inducţie magnetică-cîmp magnetic. In cele ce urmează se vor trece în revistă metodele de măsurare a proprietăţilor electrice ale acestor materiale, insistîndu-se asupra unor probleme întîlnite de noi în practică. Proprietăţile principale ale unei ferite sînt : permeabilitatea iniţială şi pierderile de energie. În ceea ce priveşte permeabilitatea iniţială ea se măsoară la un cîmp cît mai mic — uneori la cîmpul produs de curentul de agitaţie termică din bobină. Pierderile se evaluează fie global prin tg δ, fie separîndu-le după natura lor : pierderi prin curenţi Foucault, pierderi prin histereză, pierderi prin viscozitate magnetică.

Coeficienţii caracteristici ai feritelor

Afară de aceste mărimi fundamentale pentru fiecare tip de ferite se definesc o serie de coeficienţi care măsoară variaţia permeabilităţii feritei în funcţie de diverse mărimi : temperatura, cîmp magnetic, frecvenţă, timp, umiditate. Evident, coeficienţi analogi se pot defini şi pentru pierderi, dar ei prezintă o importanţă mult mai mică în practică. Coeficienţii relativi la permeabilitate se definesc precum urmează :

Coeficientul de temperatură β se defineşte cu raportul dintre variaţia relativă a permeabilităţii şi variaţia corespunzătoare a temperaturii

$$\beta = \frac{\mu_2 - \mu_1}{\mu_1(\theta_2 - \theta_1)} = \frac{\Delta\mu}{\mu_1 \Delta\theta}\left[\frac{1}{^\circ C}\right] \qquad (1)$$

unde μ_1 este permeabilitatea la temperatura θ_1.

Coeficientul de cîmp α se defineşte prin relaţia

$$\alpha = \frac{\mu - \mu_0}{\mu_0 H}\left[\frac{1}{A/m}\right] \qquad (2)$$

unde H este intensitatea cîmpului magnetic la care se măsoară permeabilitatea, iar μ_0 — permeabilitatea pentru un cîmp magnetic tinzînd către zero.

Coeficientul de frecvenţă γ se defineşte prin relaţia

$$\gamma = \frac{\mu_2 - \mu_1}{\mu f^2}\left[\frac{1}{Hz^2}\right] \qquad (3)$$

în care : f este frecvenţa la care se face măsurătoarea ; μ_1 — permeabilitatea la frecvenţa f ; μ_2 — permeabilitatea la o frecvenţă zero, adică în curent continuu.

Coeficientul de îmbătrînire ρ se defineşte prin relaţia :

$$\rho = \frac{\mu_2 - \mu_1}{\mu_1} \qquad (4)$$

unde cele două permeabilităţi se măsoară la un interval de timp de un an.

Coeficientul de umiditate η este definit prin relaţia

$$\eta = \frac{100(\mu_2 - \mu_1)}{\mu_1}, \qquad (5)$$

în care : μ_1 este permeabilitatea măsurată în condiţii normale de laborator ; μ_2 — permeabilitatea măsurată după ce proba a fost supusă timp de 24 sau 48 ore unei umidităţi de 98 %.

Pierderi. În cîmp magnetic alternativ, există totdeauna la ferite un defazaj între inducţia B şi cîmpul H. Acest defazaj este provocat de trei cauze : pierderile prin histerezis, pierderile prin curenţi turbionari şi pierderile prin viscozitate magnetică.

Putem considera că aceste pierderi se produc într-o rezistenţă echivalentă considerată în serie cu bobina

$$R = R_h + R_f + R_v$$

*) Ing. EDM. NICOLAU este profesor şi ing. GH. STANCU şef de lucrări la catedra de tuburi electronice şi tehnică nucleară a Institutului Politehnic din Bucureşti.

Dacă notăm cu f-frecvenţa, cu H-intensitatea cîmpului magnetic, cu L-inductanţa bobinei cu miez magnetic, se demonstrează că :

$$R_h = 2\pi \delta_h L H \cdot f \quad (7)$$

$$R_f = 2\pi \delta_f L f^2 \quad (8)$$

$$R_v = 2\pi \delta_v f L \quad (9)$$

în care : δ_h este coeficientul de pierderi prin histerezis ; δ_f — coeficientul de pierderi prin curenţi turbionari ; δ_v — coeficientul de pierderi prin viscozitate magnetică.

Între coeficienţii de stabilitate a permeabilităţii şi coeficienţii de pierderi există relaţiile :

$$\alpha = \frac{3\pi \delta_h}{4} \quad (10)$$

$$\gamma = 0{,}87\ \delta^2 f \quad (11)$$

Coeficientul de pierderi prin curenţii turbionari este legat de conductibilitatea materialului magnetic şi de dimensiunile probei prin relaţia :

$$\delta_f = 2gd^2 \mu 10^{-9} \left[\frac{1}{\text{Hz}}\right] \quad (12)$$

în care : g este conductibilitatea specifică a materialului magnetic ($1/\Omega$ cm) ;

d — diametrul mediu al probei (cm).

Apariţia unui defazaj între inducţie şi cîmp, duce la introducerea unei permeabilităţi complexe, astfel că relaţia dintre inducţie şi cîmp devine :

$$B = \mu \exp j\delta\, H = (\mu_1 - j\mu_2) H = \mu_c H. \quad (13)$$

Partea reală a permeabilităţii complexe este permeabilitatea conservativă μ_1 şi care se confundă cu mărimea μ statică, iar componenţa imaginară μ_2 este permeabilitatea de atenuare, care reprezintă pierderea de energie în miezul magnetic.

Pentru utilizarea corectă a miezurilor magnetice într-o bandă de frecvenţă, este indispensabil să se cunoască mărimile μ_1 şi μ_2 în această bandă.

Principii de măsură

Pentru studierea feritelor, vom măsura impedanţa unei bobine, a cărei miez este constituit din materialul de studiat.

Distingem o permeabilitate măsurată pe circuit magnetic închis — adică pe tor — şi o permeabilitate măsurată pe circuit magnetic deschis, măsurată pe o bobină cilindrică.

Specific materialului este permeabilitatea pe tor, care nu depinde de bobină, dacă se respectă anumite condiţii.

Notăm cu $R_0 + j\omega L_0$ — impedanţa bobinei cu aer, iar cu $R + jL\omega$ — impedanţa bobinei cu miez magnetic de secţiune S. Fie u tensiunea la bornele bobinei, i — curentul care parcurge spirele bobinei, N — numărul de spire, λ — inductanţa de scăpări, iar B — inducţia magnetică medie în miez. Se poate scrie :

$$u = Ri + L\frac{di}{dt} = R_0 i + \lambda \frac{di}{dt} + NS\frac{dB}{dt} \quad (14)$$

Cazul liniar. Considerăm mai întîi ferita ca fiind un material liniar (inducţia B variază liniar) în funcţie de H, respectiv I, adică considerăm ferita ca fiind lipsită de saturaţie.

Dacă considerăm că inducţia B variază armonic în timp, adică $B = \mathcal{R}e\, \underline{B} \exp j\omega t$ la fel ca şi curentul $I = \mathcal{R}e\, \underline{I} \exp j(\omega t + \delta)$ relaţia (14) devine :

$$(R - R_0)\underline{I} + j\omega(L - \lambda)\underline{I} - j\omega NS\underline{B} \exp(-j\delta) = 0 \quad (15)$$

În baza relaţiei (13) rezultă :

$$R = R_0 + \frac{\omega NSH}{I} \quad (16)$$

$$L = \lambda + \frac{NSH}{I}. \quad (17)$$

Cîmpul magnetic H la distanţa r de axul torului este :

$$H_r = 2\frac{NI}{r}.$$

Pentru un miez de secţiune dreptunghiulară, cîmpul pe toată secţiunea torului va fi :

$$H_r = \frac{h}{S}\int_{r_1}^{r_2} H_r dr = 2NI\frac{d}{S}\ln\frac{r_2}{r_1}$$

unde h este lungimea axială a torului, iar r_2 şi r_1 — razele extreme.

Pentru astfel de miezuri expresive (16) şi (17) devin :

$$R = R_0 + 2\mu_2 N^2 h\omega \ln\frac{r_2}{r_1} \quad (18)$$

$$L = \lambda + 2N^2 h\mu_1 \ln\frac{r_2}{r_1}. \quad (19)$$

Pentru a elimina pe λ vom afla inductanţa bobinei fără miez, L_0 dacă în (19) se ia $\mu_1 = 1$ se obţine :

$$L_0 = \lambda + 2N^2 h \ln\frac{r_2}{r_1}.$$

Pentru componentele permeabilităţii se obţin expresiile :

$$\mu_1 = 1 + \frac{L - L_0}{2N^2 h \ln\frac{r_2}{r_1}} \quad (20) \qquad = \frac{R - R_0}{2\omega N^2 h \ln\frac{r_2}{r_1}} \quad (21)$$

Dacă dezvoltăm logaritmul în serie de puteri, se obţine :

$$\mu_1 = 1 + \frac{L - L_0}{4N^2 h}\left[\frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_1} + \frac{1}{3}\left(\frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_1}\right)^2\right]^{-1} \quad (22)$$

$$\mu_2 = \frac{R - R_0}{4\omega N^2 h}\left[\frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_1} + \frac{1}{3}\left(\frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_1}\right)^2\right]^{-1} \quad (23)$$

Din expresia (13) putem deduce unghiul de pierdere cu formula :

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{\mu_2}{\mu_1} \approx \frac{R - R_0}{\omega (L - L_0)}. \quad (24)$$

Din expresiile (21) şi (22) cît şi din (23), (24) şi (25) se pot calcula mărimile μ_1 şi μ_2 dacă se cunosc valorile L, L_0, R şi R_0.

Pentru a căpăta aceste patru mărimi este necesar să se cunoască impedanţa bobinei cu miez magnetic şi cu aer.

Pentru a putea măsura pe R_0 şi L_0 este necesar ca bobina să poată fi scoasă după miez.

O primă soluţie constă în a măsura pe L şi R, pe probă şi de a calcula pe L_0 şi R_0 cu formulele indicate în literatură. Metoda este simplă, dar convine cel mult pentru evaluarea lui L_0 deci a lui μ_1.

Este preferabil să se adopte o metodă experimentală, cu care să se măsoare L_0, R_0, L şi R. Pentru aceasta, în practică, există două soluţii. În prima, măsurarea lui L_0 şi R_0 se face pe un tor, dintr-un material izolant, care să posede o permeabilitate egală cu a vidului, iar pierderile la frecvenţa respectivă neglijabile.

Torul are aceleaşi dimensiuni ca şi proba, iar numărul de spire şi diametrul conductorului, din care este făcut bobinajul, să fie acelaşi la proba reală şi la torul auxiliar de măsurat.

Pentru materialele cu permeabilitate mare se adoptă soluţia ca bobina să fie demontabilă după o secţiune perpendiculară pe axul torului. Această bobină se execută din conductor tubular, astfel încît spirele să se poată îmbina, realizînd un contact perfect.

Pentru ca să nu se producă deformaţie, deci modificări ale lui L_0, bobina este introdusă într-o masă plastică, care posedă calităţi bune, adică, permeabilitate egală cu a vidului, o constantă dielectrică mică şi pierderi neglijabile. Se utilizează în acest scop polistirolul sau alt material de înaltă frecvenţă.

Prin montarea şi demontarea inductanţei, dacă se caută să se lucreze în aceleaşi condiţii în ambele situaţii, eroarea în determinarea mărimilor de mai sus este mai mică de ordinul 0,4%. Felul conductorului cît şi izolaţia se aleg după domeniul de frecvenţă în care se efectuează măsurătoarea. Pentru frecvenţele radio se va recomanda liţa de înaltă frecvenţă.

Cazul neliniar. În practică se constată că feritele au o comportare neliniară, în sensul că la ele relaţia dintre B şi H, respectiv I, nu este liniară. Caracteristica poate fi aproximată printr-o dreaptă numai pentru anumite valori ale lui H. Acest fapt atrage numeroase consecinţe. Astfel în afara domeniului liniar, ferita introduce distorsiuni, deci armonice. Tensiunea aplicată fiind sinusoidală, curentul nu mai este sinusoidal.

Noţiunea de impedanţă, definită numai în regim armonic, nu mai poate fi aplicată riguros.

Nu se poate menţine definiţia dată pentru reactanţă $X_L = \omega L$, deoarece nu avem o singură pulsaţie, ci mai multe. De asemenea, noţiunea de rezistenţă echivalentă de pierderi trebuie reconsiderată cu atenţie.

Se poate ocoli în parte analiza fenomenului neliniar, măsurînd feritele ca şi cum ar fi într-un regim liniar, lucrînd numai cu fundamentala. Această măsurare este evident defectuoasă, dar poate fi acceptabilă în anumite condiţii. Experimental se observă imediat că nu se lucrează corect. Dacă, de exemplu, se măsoară inductanţa cu o punte, se observă că nu se obţine o excitaţie ci numai un minim. Dacă se lucrează cu circuite acordate, la rezonanţă, se obţin curbe nesimetrice, salturi etc. O analiză sumară a acestor fenomene se va face mai departe.

Metode de măsură

Mărimile caracteristice feritelor se pot măsura cu metode de punte, cu metode de rezonanţă şi cu metode combinate (metoda punte cu cea de rezonanţă). Pentru precizarea domeniului de utilizare a unui produs din ferite, este necesar să se măsoare parametrii materialului într-un anumit domeniu de frecvenţă. De aceea, metodele se mai împart şi după domeniul de frecvenţă.

Metode de măsură în joasă frecvenţă. Pentru studierea feritelor în banda de frecvenţe 0—100 kHz se utilizează în special metodele de punte.

Punţile cunoscute în literatura tehnică pentru măsurarea inductanţelor sînt : puntea Sauty, puntea Hay şi puntea Maxwell.

Pentru a nu se impune generatorului utilizat condiţii severe, în ce priveşte stabilirea frecvenţei, se utilizează punţi la care condiţia de echilibru nu depinde de frecvenţe.

Precizia acestor punţi este, în primul rînd, determinată de precizia elementelor cît şi de modul de realizare practic a acestei punţi. Deoarece L şi R depind la ferite de punctul de funcţionare, respectiv de curentul continuu, care parcurge bobina, este necesar ca la fiecare măsurare să se specifice curentul cu care s-a lucrat.

Controlul curentului prin inductanţa de măsurat se face prin măsurarea tensiunii la bornele inductanţei.

Utilizarea unui termocuplu are inconvenientul de a preciza o rezistenţă mare şi variabilă cu curentul de încălzire.

În frecvențele joase, impedanța bobinei este relativ mică astfel, pentru o bună precizie a măsurării, detectorului utilizat i se cere o bună selectivitate și o foarte bună sensibilitate. Pentru aceasta se utilizează un amplificator precedat de un filtru trece bandă. Pentru comoditate se poate realiza un amplificator selectiv RC pentru frecvențele la care se lucrează.

Metode de măsură în domeniul frecvențelor medii. Punțile prezentate mai sus nu pot fi utilizate la frecvențe mai mari de 100 kHz din cauza că elementele standard (variometrele și condensatoarele decadice) prezintă capacități parazite, respectiv rezistențe de pierderi mari. În domeniul de frecvențe de 100 kHz—10MHz putem utiliza metode de punți, la care elementele standard să fie condensatoare, avînd un unghi de pierderi mici ($\operatorname{tg}\delta \leqslant 10^{-4}$) cît și o inductanță parazită mică. Pentru studierea feritelor în domeniul de frecvențe de 25 la 400 kHz poate fi utilizată o punte de radiofrecvență [1]. Pentru domeniul de 300 kHz la 2 MHz se recomandă o punte de radiofrecvență lucrînd pe principiul rezonanței. Pentru frecvențe pînă la 10 MHz se poate utiliza în bune condiții metoda de rezonanță (fig 1).

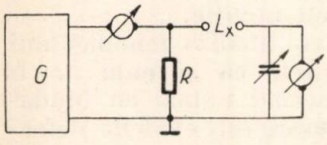


Fig. 1. Metodă de rezonanță pentru determinarea lui μ_1 și μ_2.

Generatorul utilizat trebuie să fie bine etalonat, iar amplitudinea la ieșire să nu varieze atît cu frecvența cît și cu sarcina. Generatorul cît și voltmetrul electronic cu ajutorul căruia constatăm rezonanța trebuie să fie cuplate slab cu circuitul de măsură, impedanțele lor interne Z_1 și Z_2 avînd o valoare mare. Dacă impedanțele $Z_1 \gg Z$ și $Z_2 \gg Z$, Z fiind impedanța circuitului de măsură, curentul prin această impedanță este determinat cu suficientă precizie de impedența Z_1, iar tensiunea U la bornele circuitului acordat este determinată de curentul I și impedanța Z.

Circuitul acordat este constituit din următoarele elemente : bobina toroidală al cărui miez este constituit din materialul de studiat, avînd o inductanță L și o rezistență R_t, care reprezintă pierderile totale ale circuitului acordat ; condensatorul variabil cu aer C_v avînd pierderi mici ($\operatorname{tg}\delta \leqslant 10^{-4}$), necesar acordării circuitului pe frecvența dorită, iar C_p — capacitatea parazită a bobinei cu miez.

Pentru măsurarea normelor μ_1 și μ_2 după cum s-a arătat mai sus, este necesar cunoașterea rezistenței R și a inductanței L.

La o frecvență constantă se determină mărimea C_{vM}, pentru care tensiunea la bornele circuitului este maximă. Dacă curentul debitat de generator este constant, tensiunea la bornele circuitului este maximă cînd impedanța curentului este maximă. Mărimea lui C_{vM} se află din condiția :

$$\frac{dZ}{dC_v} = 0$$

în care :

$$Z = \frac{\dfrac{(R_t + j L\omega)}{jC_t \omega}}{\dfrac{R_t + jL\omega + 1}{j\omega C_t}}$$

și

$$C_t = C_p + C_v$$

După derivare se capătă relația :

$$\omega^2 LC_v = \frac{1}{(1 + \operatorname{tg}^2 \delta t)} \qquad (25)$$

unde $C_{tM} = C_{vM} + C_p$ și $\operatorname{tg}\delta t = \dfrac{R_t}{L\omega}$.

Dacă $\operatorname{tg}\delta t$ este mai mic decît unitatea, valoarea lui L se determină din condiția :

$$L = \frac{1}{\omega^2 (C_{vM} + C_p)}. \qquad (26)$$

Mărimea unghiului de pierderi δt se află determinînd diferența dintre două valori ale lui C_v astfel încît tensiunea la bornele circuitului să fie 0,707 din valoarea maximă. Rezultă :

$$\operatorname{tg}\delta t = \frac{\Delta C_v}{2 (C_{vM} + C_p)}. \qquad (27)$$

În măsurarea feritelor poate fi utilizat foarte bine și Q-metrul, dacă dispune de o etalonare precisă în frecvență, în capacități și în valori ale lui Q.

Bobina se conectează la bornele L_x, iar cu ajutorul condensatorului C se acordă circuitul astfel format. Valoarea inductanței se poate determina fie prin citire directă, fie cu ajutorul relației (26), iar valoarea rezistenței R se poate determina din factorul de calitate citit în voltmetru montat în paralel pe condensatorul de acord cu ajutorul relației :

$$R = \frac{1}{(C_p + C_{vM})\ \omega Q}. \qquad (28)$$

Controlul curentului prin inductanță se poate face măsurînd tensiunea la bornele condensatorului variabil de acord.

Fenomene legate de neliniaritatea feritelor

Deoarece feritele prezintă caracteristici neliniare în circuitele de măsură apar fenomene legate de aceste neliniarități. Aceste fenomene se manifestă în special în metodele de rezonanță, fapt pentru care se va da o scurtă prezentare a problemei.

Fie circuitul din fig 2 unde bobina este cu ferită.

Acest circuit corespunde montajelor utilizate atît la Q-metre cît şi în metodele de rezonanţă. Ecuaţia circuitului se poate scrie :

$$\frac{d\varphi}{dt} + Ri + qS = e(t)$$

unde φ este fluxul din bobina cu ferită, R — rezistenţa totală a circuitului, q — sarcina capacitorului de capacitate $C = 1/S$, iar $e(t)$ este f.e.m. aplicată.

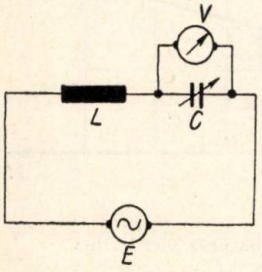


Fig. 2. Circuit serie cu bobină cu ferită.

Dacă elementele de circuit sînt liniare, se poate scrie : $\varphi = Li$ în care L, R şi S sînt constante.

Metodele curente de măsură aplică circuitului o f.e.m. $e(t)$ armonică în timp, $e(t) = E \sin \omega t$. Din aducerea circuitului la rezonanţă pe frecvenţa ω_0, cunoscînd pe S de acord se deduce L :

$$L = S\omega_0^{-2}.$$

Determinarea lui R se face prin diverse metode : a Q-metrului, a variaţiei capacităţii, a variaţiei frecvenţei etc.

Important este de observat că toate aceste metode sînt studiate într-un regim liniar, în care L, R şi S sînt constante.

Ori, în cazul feritelor, $L = L(I, \omega)$ şi $R = R(I, \omega)$.

Aceasta înseamnă că circuitul va avea o comportare neliniară, la care metodele liniare se pot aplica numai cu anumite rezerve. Practic, se constată că efectele neliniare sînt importante. Astfel, de exemplu, măsurînd tensiunea la bornele condensatorului pentru E şi ω constant şi S variabil, se obţin nişte curbe de tipul celor din fig. 3. Aceste curbe arată clar apariţia mai multor fenomene, şi anume : deplasarea frecvenţei de rezonanţă cu E ; disimetria curbelor de rezonanţă, apariţia unor salturi pentru valori mari ale lui E.

Toate aceste efecte arată că nu se pot aplica metodele liniare decît cu rezerve, cu E mici, suficient de mici pentru a rămîne în limite liniare. Obţinem şi un criteriu al limitei de liniaritate : E trebuie să fie suficient de mic pentru ca curba de rezonanţă să rămînă practic simetrică. Fenomenele neliniare se pot studia şi analitic. Pentru aceasta convine să se neglijeze pe R, ceea ce este plauzibil, circuitul avînd un bun factor de calitate.

Aproximînd relaţia neliniară dintre flux şi curent prin polinomul :

$$\varphi = a\dot{q} + b\dot{q}^3$$

ecuaţia sistemului devine :

$$(a + 3bq^2)\ddot{q} + Sq = E \sin \omega t.$$

Studiindu-se comportarea integralelor cu ajutorul metodelor grafo-analitice [5] se explică toate fenomenele neliniare arătate anterior.

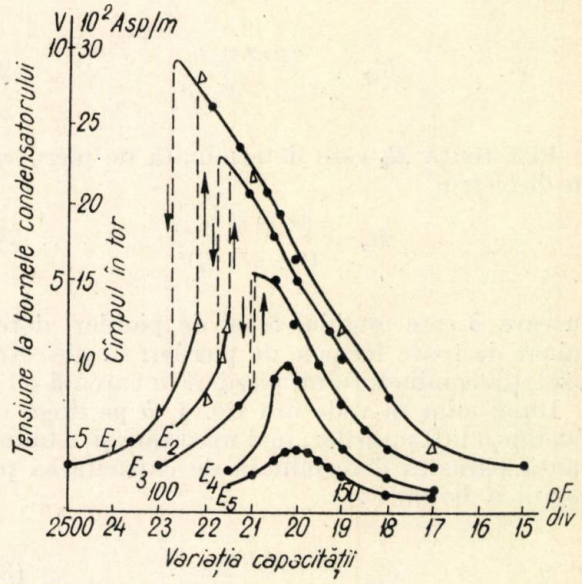


Fig. 3. Familie de curbe dînd variaţia tensiunii la bornele capacităţii din montajul din fig. 2, în funcţie de valoarea capacităţii ; ca parametru s-a luat E, valoarea f.e.m. aplicate circuitului.

Separarea pierderilor

În metodele arătate aici nu se măsoară rezistenţa de pierderi a materialului magnetic, ci o rezistenţă totală.

Schema echivalentă a bobinei cu miez este arătată în fig. 4, *a* la care s-a ţinut seama şi de efectul capacităţii parazite.

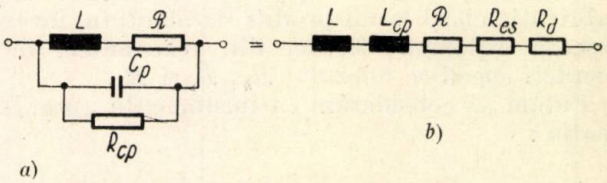


Fig. 4. Schema echivalentă a unei bobine cu pierderi

Rezistenţa totală măsurată este compusă din trei termeni :

$$R_t = \mathfrak{R} + R_{cvp} + R_d$$

în care :

$$\mathfrak{R} = R_c + R_h + R_f + R_v + R_{cvp}$$

unde : R_c este rezistenţa înfăşurării în curent continuu ; R_h, R_f, R_v — au semnificaţiile arătate

mai sus, $R_{cup} = 57 \frac{LV_c}{\mu Vm} f^2 d^2$ — rezistenţa echivalentă de pierderi prin curenţii turbionari în cupru, unde L este inductanţa în H, f — frecvenţa în Hz, d — diametrul conductorului în mm, μ — permeabilitatea miezului, V_c — volumul cuprului în cm³.

Capacitatea parazită a bobinei introduce o rezistenţă de pierderi suplimentare :

$$R_{cp} = \frac{2R\omega^2 C_p L}{(1 - \omega^2 C_p L)^2}. \qquad (29)$$

Rezistenţa R_d este determinată de pierderile în dielectric

$$R_d = \frac{8\pi^3 f^3 L^2 \delta C_p}{(1 - \omega^2 L C_p)^2} \qquad (30)$$

în care δ este unghiul total de pierderi determinat de toate formele de pierderi în dielectric (izolaţia conductorului, pierderi în carcasă etc.).

După cum se vede din fig. 4, *b* pe lîngă inductanţa înfăşurărilor, mai măsurăm şi o inductanţă parazită determinată de capacitatea parazită a bobinei :

$$L_{cp} = \frac{\omega^2 L C_p}{1 - \omega^2 L C_p}. \qquad (31)$$

Pentru a obţine rezistenţa de pierderi a materialului magnetic, va trebui să se scadă aceste rezistenţe parazite din rezistenţa totală măsurată, astfel vom avea :

$$R = R_t - (R_{cp} + R_{cup} + R_c + R_d) \qquad (32)$$

În acelaşi mod procedăm şi pentru inductanţa :

$$L_l = L - L_{cp}. \qquad (33)$$

Însă în punerea la punct a proceselor de fabricaţie cît şi la un produs de calitate, interesează valoarea fiecărei din rezistenţele de pierderi specifice miezului R_h, R_f şi R_v.

Putem să considerăm ca insuficientă aproximaţia :

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{R}{L\omega} \approx \rho. \qquad (34)$$

Luînd în considerare şi expresia (6) şi că $\operatorname{tg}\delta \approx \rho$ vom putea scrie :

$$\rho = \delta_f \cdot f + \delta_h H + \delta_v. \qquad (35)$$

Dacă lucrăm în domeniul lui Rayleigh, adică, domeniul în care permeabilitatea depinde liniar de cîmpul magnetic, rezultă că se va obţine o variaţie liniară cu cîmpul magnetic aplicat.

Pentru a determina coeficienţii δ_h, δ_f şi δ_v este suficient să măsurăm pe ρ funcţie de cîmp la două frecvenţe.

Pentru simplificarea calculului se recomandă ca cele două frecvenţe să fie într-un raport de 2 (fig. 5).

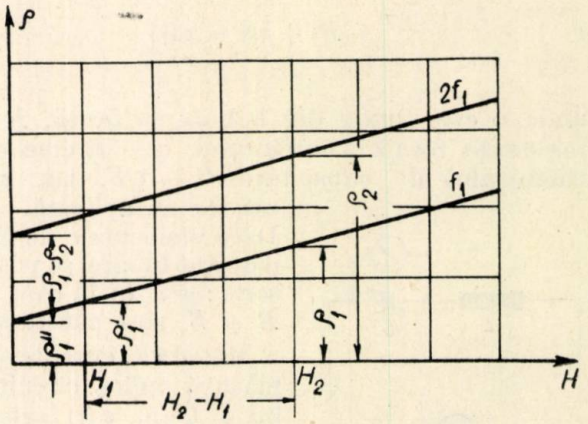


Fig. 5. Figură servind la separarea pierderilor magnetice.

Dacă luăm $H = \text{const.}$ şi facem diferenţa ordonatelor pentru cele două frecvenţe, vom avea :

$$\delta_f = \frac{\rho_2 - \rho_1}{f_1}. \qquad (36)$$

Păstrînd frecvenţa constantă şi făcînd să varieze cîmpul, vom căpăta coeficientul de pierderi prin histereză :

$$\delta_h = \frac{\rho_1 - \rho_1'}{H_2 - H_1}. \qquad (37)$$

Pentru determinarea coeficientului de pierderi prin viscozitate magnetică, vom scrie relaţia (35) în origină şi pentru dreapta f_1 :

$$\delta_v = \rho_1''|_{H=0} - \delta_f f_1. \qquad (38)$$

Valoarea cîmpului H (în œrsted) se află cu relaţia :

$$H = \frac{0{,}4\, NI\sqrt{2}}{d_m} \qquad (39)$$

unde N este numărul de spire, I — curentul prin bobină, d_m — diametrul mediu al torului în cm.

Erori în măsurarea feritelor

Măsurările trebuie făcute în regim liniar. În caz contrar se va specifica modul de lucru şi definiţiile adaptate.

În metodele expuse, erorile provin din elementele de circuit utilizate (R, L, C), erori care

pot fi micşorate prin alegerea unor elemente de o clasă cît mai bună.

La metodele în care măsurarea este condiţionată de frecvenţă, este evident, că generatorul trebuie să fie bine etalonat în frecvenţă şi totodată trebuie să aibă o bună stabilitate a acestuia.

Metodele de rezonanţă nu pot fi aplicate decît în cazul inductanţelor cu factor de calitate mare, deoarece curba de rezonanţă va fi prea plată şi determinarea lui C este imprecisă.

O sursă de erori apare atunci cînd curentul prin bobină este controlat cu ajutorul unui termocuplu, care îşi variază rezistenţa cu curentul; aceste variaţii pot fi mai mari chiar decît variaţiile rezistenţei de pierderi ale probei de studiat.

Erori importante sînt introduse chiar de proba de studiat.

Modul de bobinare şi numărul de spire poate introduce erori, prin faptul că acestea determină mărimea capacităţii parazite C_p.

Dacă această capacitate parazită nu este suficient de mică, apar erori şi la măsurarea lui R (relaţiile 27, 29 şi 30).

Din relaţiile (26) şi (31) se poate vedea că determinarea inductanţei poate deveni din ce în ce mai dificilă cu cît frecvenţa creşte.

Pentru a putea micşora erorile produse de această capacitate este necesară, în primul rînd, cunoaşterea acestei capacităţi, deci, a domeniului de frecvenţe în care putem efectua măsurarea de erori minime. În al doilea rînd, prin alegerea numărului de spire prin alegerea pentru carcasa bobinei a unui material cu o constantă dielectrică egală cu unitatea şi cu pierderi mici.

Conductorul bobinei trebuie să aibă o izolaţie care să satisfacă aceleaşi condiţii aşa cum reiese din relaţia (30).

Pentru frecvenţe medii şi înalte se recomandă utilizarea unor spire de cupru înglobate într-o masă de polistirol.

Prin micşorarea numărului de spire ale bobinei reducem atît pe L cît şi pe C_p, dar apar pierderile prin fluxul de scăpări.

Pentru limitarea acestor erori este necesar ca spirele bobinei să fie apropiate, ducînd astfel la o bobină cu un număr mare de spire, deci la apariţia unei capacităţi parazite importante.

Pentru micşorarea pierderilor prin dielectric, care se produc în miezul bobinei este necesar, ca între spirele bobinei şi miezul magnetic, să introducem un strat de material izolant cu pierderi mici şi constantă dielectrică apropiate de unitate.

Pentru a nu se mări inductanţa, spaţiul dintre spire şi miez λ trebuie să nu fie mai mare de 0,5 mm.

Pentru micşorarea pierderilor în cupru se vor utiliza conductoare (liţă) iar diferenţa între spire să se determine în raport cu frecvenţa.

Există o distanţă între spire, care nu poate fi depăşită şi care este condiţionată de apariţia efectelor pelicular şi de proximitate.

Pentru frecvenţe pînă la 10 MHz există o regulă care condiţionează alegerea distanţei între spire, anume se recomandă ca distanţa între spire în microni să fie mai mică decît lungimea de undă în metri.

Se observă că în ceea ce priveşte executarea bobinajului trebuie să se ajungă la un compromis.

Concluzii

Din expunerea făcută rezultă dificultăţile ce apar în măsurarea feritelor ca şi precauţiile ce trebuie luate spre a obţine rezultate concludente. Menţionăm că metodele expuse se referă numai la frecvenţe mai mici de 10 MHz şi la cîmpuri suficient de slabe. Măsurarea feritelor în cîmpuri intense ridică o serie de probleme speciale.

Trebuie precizat că şi în măsurarea feritelor în cîmpuri intense prezintă interes cazul cînd feritele se utilizează în oscilatoare. Aceste probleme speciale depăşesc obiectivul ce ne-am propus.

Experienţa acumulată de ELENA LĂBUŞCĂ în cadrul I.F.A., ne permite a afirma că dacă se ţine seamă de regulile indicate mai sus se obţin rezultate bune în măsurarea în cîmpuri slabe.

BIBLIOGRAFIE

[1] SIX, W.: *Quelques applications des ferrites.* Rev. Techn. Philips 13(1952)p.321.

[2] VONSOVSKI, S. V.: *Teoria modernă a magnetizării.* Ed. Tehnică, Bucureşti 1956.

[3] NICOLAU, EDM.: *Măsurări în radiotehnică,* vol. I. Ed. Tehnică, Bucureşti 1955.

[4] KAZARNOVSKI, D. M.: *Ispitonie radiotehniceskih materialov i detalei,* Gosenergoizdat, Moscova 1953.

[5] NICOLAU, EDM.: *Asupra măsurării feritelor pentru mieziuri de înaltă frecvenţă,* Electrotehnica, 4(1956) 6, p. 272–276.

[6] MOLKIN, I. G.: *Metodi Leapunova i Puancare v teorii nelinenih Kolebani.* OGIZ Moscova-Leningrad 1949.

Isaac Shechtman *)

Despre sateliţii artificiali

CZ 629.19:523.4:525

Unele ramuri ale ştiinţei contemporane au nevoie să efectueze experienţe în afara limitelor atmosferei terestre, altele să se cerceteze globul pământesc de la înălţimi mari, sau să cerceteze condiţiile aflate în spaţiul care înconjoară pământul şi, în sfîrşit, altele – au nevoie să cerceteze efectul razelor cosmice primare şi lipsa de greutate asupra corpului omenesc.

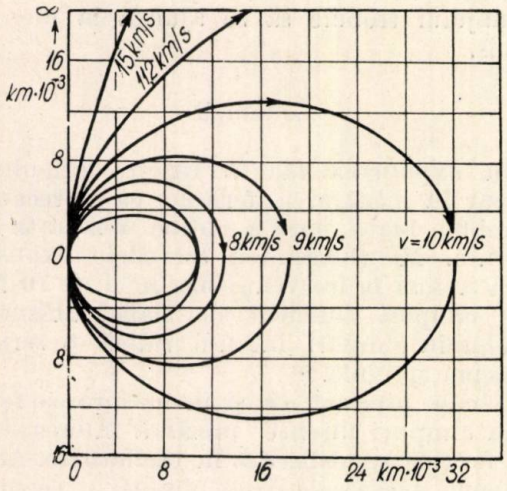


Fig. 1. Traiectorii conice.

Pentru toate aceste studii un satelit artificial care ar înconjura pământul în afara atmosferei pe o orbită eliptică, poate da un mare ajutor. După cum se ştie, avioanele şi baloanele fiind suportate de aer nu pot zbura în afara atmosferei. Pe de altă parte obiectele lansate cu „viteze clasice" se ridică în aer şi cad apoi din nou la suprafaţa pământului, după ce au străbătut o distanţă oarecare. Chiar rachetele stratosferice şi ionosferice nu-şi menţin zborul decît cîteva minute cu toate că unele ating înălţimi de sute de kilometri, iar apoi cad înapoi.

Se pune întrebarea, cum putem lansa un corp care să înconjure pământul la înălţimi de cîteva sute sau mii de kilometri fără să mai cheltuim energie pentru menţinerea lui. După cum se ştie orice corp acţionat de o forţă centrală descrie o traiectorie care este o secţiune conică. Un corp lansat în cîmpul forţei gravitaţionale a pămîntului — care este o forţă centrală — descrie o elipsă, o parabolă sau o hiperbolă, în funcţie de distanţa de la centrul de atracţie şi de viteza pe care o are la acea distanţă. După cum se ştie, în astfel de mişcări, centrul de atracţie se găseşte în unul din focarele acestei secţiuni conice. Dacă viteza corpului este mai mică decît aşa numita „viteză de scăpare"locală V_∞, corpul descrie o elipsă, dacă ea este egală cu V_∞ locală — descrie o parabolă (de unde vine şi denumirea de „viteza parabolică" în loc de „viteza de scăpare") şi, în sfîrşit, dacă viteza este mai mare decît V_∞ locală, corpul descrie o hiperbolă [1]. Este de înţeles că în ultimele două cazuri corpul nu se mai întoarce ci se duce la infinit. În fig.1 sînt date aceste traiectorii; V_∞ la suprafaţa pământului este de 11,18 km/s.

După cum am mai spus dacă un corp are o viteză mai mică decît V_∞, acesta descrie o elipsă care are excentricitatea :

$$e = \sqrt{1 - 4\left(\frac{V_0}{V_\infty}\right)^2 \left[1 - \left(\frac{V_0}{V_\infty}\right)^2\right] \sin^2 \alpha} \qquad (1)$$

axa ei mare fiind :

$$a = \frac{r_0}{\left[1 - \left(\frac{V_0}{V_\infty}\right)^2\right]} \qquad (2)$$

iar axa ei mică fiind :

$$b = 2 \frac{r_0 \frac{V_0}{V_\infty} \sin \alpha}{\sqrt{1 - \left(\frac{V_0}{V_\infty}\right)^2}} \qquad (3)$$

în care $\vec{V}_0$ este viteza cu care este lansat corpul de la un punct care se găseşte la distanţa r_0 de centrul de atracţie; α — unghiul între $\vec{V}_0$ şi raza vectoare $\vec{r}_0$. Un caz particular al acestor elipse este un cerc, care are loc pentru $\alpha = 90^0$ şi $\vec{V}_0 = \frac{V_\infty}{\sqrt{2}}$; cum se observă atunci din formulele, $e = 0$ iar $a = b = 2\, r_0$. Perioada unei rotaţii este :

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{a^3}{KM}}, \qquad (4)$$

K fiind constanta gravitaţională, iar M — masa centrului de atracţie.

După cum se vede din formula (2) axa mare a elipsei nu depinde de unghiul de lansare. Pe de altă parte, după cum se vede din formula (4) perioada de rotaţie nu depinde decît de axa mare a elipsei.

Este evident din fig. 1, că viteza minimă necesară lansării unui corp la suprafaţa pământului este aceea care îl face să descrie, un cerc la înălţimea zero. Această viteză este de 7 912 m/s. (În realitate această lansare nu poate fi făcută la înălţimea zero din cauza frecării cu atmosfera). Dacă viteza corpului

*) Ing. I. Shechtman este colaborator al Institutului de Fizică Atomică al Academiei R.P.R.

este mai mică, acesta descrie o elipsă care taie suprafaţa pămîntului, cu alte cuvinte corpul s-ar distruge ciocnindu-se de el.

Putem trage de aici concluzia că viteza minimă teoretică pentru lansarea unui satelit artificial al pămîntului este de 7 912 m/s. În realitate energia care trebuie să o cheltuim este mai mare deoarece trebuie să lansăm satelitul peste limitele atmosferei, ceea ce implică cheltuială de energie în plus pentru ridicarea lui la înălţimi corespunzătoare.

atmosferă exterioară împiedică racheta prin frecarea pe care o produce.

La rachetele existente pînă astăzi, ejectarea de material se face în mod continuu. Tehnica rachetelor se ocupă cu producerea unui jet de material şi înmagazinarea cantităţii necesare de combustibil pentru aceasta. Schema tipică a unei asemenea rachete este dată în fig. 2 şi 3.

Dacă vom nota cu : M_0 masa rachetei cu combustibil înainte de începerea funcţionării motorului ; M_t — masa la momentul t ; c —

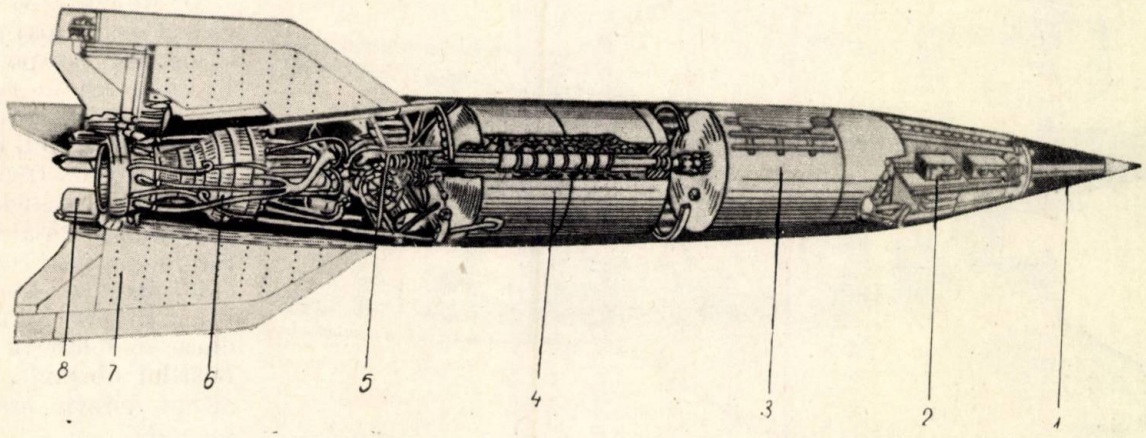


Fig. 2. Schema rachetei „V—2" :

1 — încărcătura de exploziv (750 kg) ; 2 — compartimentul instrumentelor (480 kg) ; 3 — rezervor cu 3 800 kg combustibil (amestec de 75% ethyl alcool şi 25% apă) ; 4 — rezervor cu 4 900 kg oxigen lichid ; 5 — agregatul turbo-pompa centrifugală plus accesorii (pompează în motor 125 kg/s de Ethanol şi oxigen lichid-greutate 306 kg) ; 6 — camera de ardere şi ajutajul de ejecţie (presiune 14,5 at, temperatura 2 000°C) ; 7 — patru suprafeţe exterioare pentru stabilizare ; 8 — patru suprafeţe de dirijare (în jurul jetului).

Mărimi generale. Lungimea : 14 m ; diametrul corpului : 1,65 m ; diametrul aripilor exterioare : 3,55 m ; greutatea de decolare : 12 900 kg ; greutatea după epuizarea combustibilului : 4 000 kg ; raportul de mase : 3,22 ; viteza de ejecţie la zero înălţime : 2000 m/s ; tracţiunea la zero înălţime : 27 t ; tracţiunea la 42,3 km înălţime : 31,8 t ; viteza maximă: 1700 m/s ; Bătaia maximă observată : 354 km ; înălţimea maximă la zbor vertical : 186,7 km.

Mulţi autori au arătat că în prezent singurul aparat capabil să dezvolte asemenea viteze, cu acceleraţii nu prea mari, este racheta [2]. Racheta este un aparat care ejectează într-o anumită direcţie materia, în diferite forme. Pentru aceasta corpul rachetei exercită o forţă asupra materialului ejectat. După legea a III-a a lui NEWTON se exercită o forţă de aceeaşi mărime, dar în direcţia opusă, asupra rachetei. Putem explica aceasta şi sub altă formă : Să presupunem că într-un anumit sistem de referinţă se găseşte o rachetă asupra căreia nu acţionează nici o forţă exterioară şi care se află în repaus. La un anumit moment o cantitate oarecare de material este ejectată din rachetă într-o direcţie anumită. Dacă racheta ar sta pe loc, centrul de greutate al sistemului „rachetă-material" s-ar deplasa în direcţia celui de-al doilea ; dar legea impulsului pentru sisteme asupra cărora nu acţionează forţe externe prevede în cazul de faţă, că centrul de greutate al sistemului trebuie să continue să rămînă în repaus. Pentru aceasta este necesar ca racheta să înceapă să se mişte în direcţia opusă aceleia în care a fost ejectat materialul.

Pentru o astfel de mişcare nu este necesar un mediu exterior de care să se împingă racheta, aşa cum crede multă lume. Dimpotrivă, o

viteza de ieşire a gazelor relativ la racheta şi V_t — viteza rachetei la momentul t, atunci bine cunoscuta formulă a lui K. E. ŢIOLKOVSKI pentru mişcarea unei rachete în spaţiul liber este [2, p. 77] :

$$V_t = c \cdot \ln \frac{M_0}{M_t} . \qquad (5)$$

Dacă alegem t momentul cînd s-a terminat combustibilul, atunci V_t devine viteza finală a rachetei, iar M_t — masa rachetei goale.

Putem mări viteza finală a rachetei mărind viteza de ieşire a gazelor c, sau raportul de mase a rachetei pline faţă de racheta goală. Ultimul factor poate fi influenţat destul de greu şi nu poate depăşi o anumită limită. În racheta germană „V-2" raportul de masă a fost puţin peste 3. La racheta americană „Viking 9" raportul de masă este de 4, iar la „Viking 12" este de 6,56, ceea ce înseamnă că 85% din greutatea ei iniţială este formată din combustibil. Este clar că nu putem mări acest raport peste o anumită limită decît dacă vrem să ardem şi însuşi corpul rachetei, aşa cum a propus savantul sovietic ŢANDER [3]. Alt factor asupra căruia putem acţiona este viteza

de ieşire a materialului din rachetă. În rachetele actuale se foloseşte arderea pentru producerea unor cantităţi mari de gaze la temperaturi şi presiuni mari, într-un motor special. Gazele calde se dilată într-un ajutaj special numit ajutaj Laval şi prin aceasta transformă energia lor termică în energie cinetică dirijată,

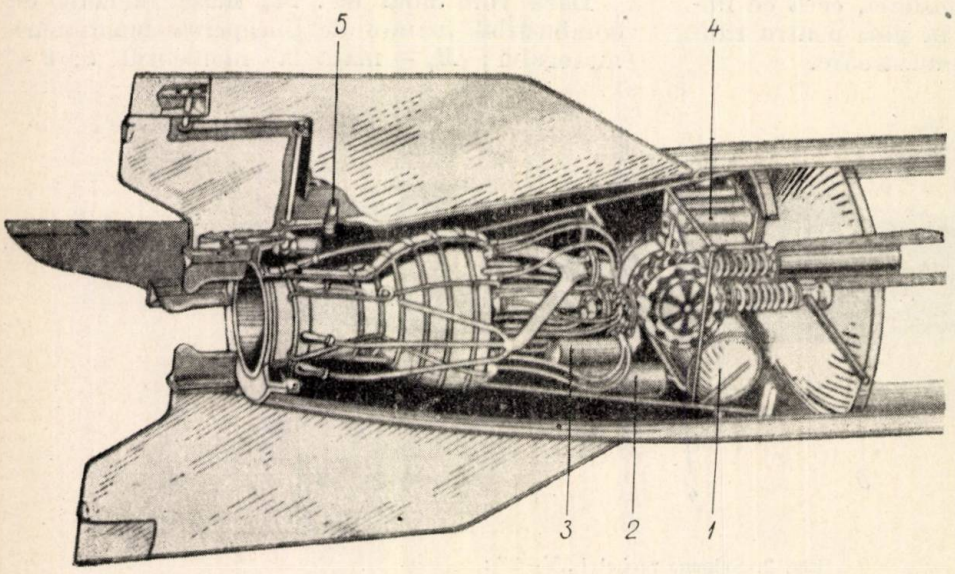


Fig. 3. Schema părţii inferioare a rachetei „V—2":

1 — rezervor cu 177 kg de apă oxigenată foarte concentrată care se foloseşte (prin combinare cu permanganat) pentru producerea gazului necesar punerii în mişcare a turbinei; 2 — rezervor cu 13,6 kg permanganat; 3 — generator de gaz pentru turbină; 4 — rezervor cu aer comprimat pentru împingerea apei oxigenate în generatorul de gaz; 5 — electroservomotor pentru controlul sistemului de dirijare (suprafeţe de control).

producîndu-se astfel un jet de gaz cu viteză mare. Combustibilul care se foloseşte pentru ardere este ţinut în rezervoare speciale de unde este pompat în motor, de obicei cu un sistem de turbo-pompe. Presiunea la care se produce arderea în motor variază de la 15 atmosfere în motorul „V-2" pînă la 100 atmosfere în rachetele moderne. Mărirea presiunii măreşte eficacitatea motorului, însă peste 100 atmosfere cîştigul este mic, după cum se poate observa din formula (6). Arderea are loc la temperaturi pînă la 3500°C. La astfel de temperaturi şi presiuni debitul de căldură prin pereţii motorului poate atinge 1 kcal/cm²s (4 kW/cm²). Este clar că numai metodele de răcire intensă, pot feri motorul de topire. În cazul rachetelor care folosesc combustibil solid, motorul nu se răceşte deloc. La aceste rachete, timpul de ardere este de ordinul unei secunde. În acest timp pereţii nu au timp să se topească. La rachete cu combustibil lichid de care ne vom ocupa mai departe, timpul de ardere este mult mai lung, cîteva zeci pînă la două sute de secunde şi aici se pot folosi cîteva metode de răcire.

O metodă obişnuită de răcire este cea numită „regenerativă". Ea introduce combustibilul printr-un înveliş de ţevi spirale care înconjură motorul. Combustibilul trecînd prin acest înveliş, răceşte pereţii motorului şi apoi este injectat în motor.

O altă metodă mai eficace numită „răcire prin transpiraţie" introduce parte din combustibil prin pereţi cu ajutorul unui număr mare de găuri mici sau aşa cum se încearcă actualmente prin porozitatea pereţilor. Acest combustibil se evaporă în interiorul motorului formîndu-se o pătură de gaz care apără pereţii.

De dificultăţile de răcire şi de pompaj putem să ne dăm seama avînd în vedere că în racheta „V-2" se injectau 125 kg/s combustibil, în motor. În prima treaptă a trenului de rachete care a lansat cel de-al doilea satelit artificial sovietic, cantitatea de combustibil injectată în motor, dacă se foloseşte combustibil obişnuit, poate atinge cîteva tone pe secundă.

Viteza de ejecţie a gazelor din motorul rachetei depinde de capacitatea calorică a combustibilului. Cu cît ultima este mai mare cu atît este mai mare şi viteza. În general, se foloseşte pentru ardere combustibil + oxigen lichid sau un alt oxidant, ca de exemplu oxizi de azot, apă oxigenată etc. Drept combustibil se foloseşte etil alcool, benzină, anilină etc. [4].

Un amestec cu un conţinut caloric foarte mare este hidrogen + oxigen. Dar chiar în formă lichidă greutatea specifică a hidrogenului este 0,07, ceea ce înseamnă că într-un rezervor dat, putem păstra o cantitate mai mică de H decît alt combustibil cu greutate specifică mai mare.

Cu alte cuvinte pe noi ne interesează un amestec cu conţinut caloric mare pe unitatea de volum şi nu pe unitatea de masă.

Mari perspective sînt legate de folosirea fluorului şi de ozon lichid ca oxidanţi. O altă posibilitate este legată de folosirea metalelor drept combustibil [5]. Din păcate dificultăţile tehnice legate de folosirea combustibililor mai sus menţionaţi, sînt mari. Putem să înţelegem aceste dificultăţi dacă cercetăm formula (6):

$$V = \sqrt{2\frac{\varkappa}{\varkappa-1}\cdot\frac{R}{M}T_0\left[1-\left(\frac{p_1}{p_0}\right)^{\frac{\varkappa-1}{\varkappa}}\right]}. \quad (6)$$

Această formulă dă viteza de ieşire a gazelor dintr-un ajutaj Laval, dacă T_0 şi p_0 sînt tem-

peratura şi presiunea în motor, p_1 — presiunea la ieşire din ajutaj, R — constanta gazelor şi $\varkappa$ şi M — respectiv raportul căldurilor specifice şi greutatea moleculară a gazului.

Cum s-a mai spus, nu se poate alege un gaz cu masă moleculară mică fiindcă implică, în general, şi o densitate mică. O mărire esenţială se poate obţine numai mărind pe T_0. Dar în prezent, temperaturile ating circa 3500°C. Mărind mult temperatura peste această valoare se creează dificultăţi serioase de răcire.

O altă perspectivă mare care va revoluţiona acest domeniu este legată de aplicarea energiei nucleare la producerea unor jeturi de viteze foarte mari. Şi această problema este legată de dificultăţi tehnice şi mai mari [6]. Noi însă nu ne vom ocupa de această problemă în acest articol. Vitezele de ejecţie obţinute astăzi variază de la 2 000 m/s pînă la circa 3 000 m/s.

Dacă în formula (5) se pune pentru viteza de ejecţie chiar 3 km/s şi pentru raportul de masă 6, se obţine viteza finală a rachetei de 5,37 km/s, dacă mişcarea se dezvoltă în spaţiu liber. În realitate, din cauza atracţiei pămîntului şi a frecării cu atmosfera, această valoare poate fi mult mai mică, în timp ce viteza cosmică minimă este de 7 912 m/s. Pentru a mări viteza finală a rachetei de cîteva ori se foloseşte ideea trenului de rachete care a fost exprimată prima dată tot de K. E. Ţiolkovski. După această metodă se montează o serie de rachete în tandem (în principiu se poate şi în paralel). Prima care porneşte este cea de jos şi după ce a epuizat combustibilul ei se desprinde de tren şi porneşte a doua. În felul acesta pornirea fiecărei trepte se face nu de la viteza 0 ci de la o anumită viteza iniţială dezvoltată de rachetele precedente. Această metodă este în realitate mărirea raportului de mase efectiv şi prin ea se poate mări viteza finală a ultimului „vagon" al trenului de rachete de cîteva ori faţă de ceea ce poate dezvolta o rachetă cu o singură treaptă. În general, greutatea treptelor scade în măsura creşterii ordinii lor în trenul de rachete. Trenul de rachete care este prevăzut pentru lansarea satelitului american este constituit din 3 trepte şi are greutatea totală de circa 10 tone, din care prima treaptă are cîteva tone, iar greutatea satelitului era prevăzută în jurul a 10 kg (e vorba de proiectul Vanguard).

Racheta care a lansat primul satelit sovietic a avut cîteva trepte şi dacă viteza de ejecţie şi rapoartele de mase erau de acelaşi ordin ca ale rachetei americane ar fi trebuit să aibă greutatea în jurul a 70—100 t, iar cea care a lansat al doilea satelit, cîteva sute de tone.

După ce avem la dispoziţie o rachetă care poate produce tracţiunea necesară, trebuie să o lansăm în orbita dorită. Aceasta înseamnă că la sfîrşitul arderii şi în fiecare moment înainte, viteza rachetei şi direcţia ei trebuie să fie o funcţie bine determinată (înainte calculată) de poziţia ei. Pentru aceasta trebuie în primul rînd să putem schimba direcţia forţei care acţionează asupra rachetei, adică direcţia jetului. Schimbarea vitezei rachetei se face numai în direcţia axei ei longitudinale, deci, cînd jetul este în direcţia ultimei, aceasta efectuîndu-se prin rotaţia întregii rachete în jurul axei transversale. Cele patru metode de dirijare diferă după modul în care se schimbă direcţia axei rachetei faţă de poziţia rachetei în momentele anterioare.

Se introduce în partea exterioară a rachetei suprafeţe ale căror unghi este determinat de mecanismul de dirijare. Cînd suprafeţele sînt în poziţie normală, paralele cu axa longitudinală a rachetei, nu se exercită nici un moment asupra rachetei. La schimbarea unghiului acestor suprafeţe se produce un moment care schimbă poziţia axei rachetei. Această metodă nu este bună pentru rachete care zboară la înălţimi mari fiindcă atunci cînd sînt la înălţimi mici, unde densitatea atmosferei este suficient de mare, viteza rachetei este mică; cînd viteza rachetei este mare, densitatea atmosferei în care se mişcă este mică. În ambele cazuri forţele exercitate pe suprafeţele de control sînt prea mici exceptînd cazul cînd aceste suprafeţe sînt mari.

În drumul jetului se fixează nişte suprafeţe mici de control [7] (fig. 3). Şi în cazul de faţă variaţia unghiului acestor suprafeţe relativ la poziţia normală produce un moment care schimbă axa rachetei. Această metodă se foloseşte la racheta „V-2"

Poziţia întregului motor poate fi variată în limite mici (5-7°) încît să producă un moment suficient pentru schimbarea direcţiei axei rachetei. Această metodă se foloseşte la racheta Viking.

Se folosesc nişte jeturi auxiliare slabe, perpendiculare pe direcţia jetului principal, care produc momentul necesar pentru schimbarea direcţiei axei longitudinale.

Putem adăuga aici că pentru rachete care au timp suficient de lung pentru manevre, ca de exemplu la rachete interplanetare, există o metodă pentru schimbarea poziţiei axei rachetei, cu un grad de precizie mare. Metoda este următoarea:

Să ne închipuim în interiorul rachetei un motor cu un număr foarte mare de turaţii. Dacă rotorul acestui motor începe să se rotească, în baza legii conservării momentului cinetic total al sistemelor asupra cărora nu acţionează forţe exterioare, racheta ar trebuie să înceapă să se învîrtească în direcţie opusă. Această rotaţie se face cu o viteză unghiulară cu atît mai mică cu cît este mai mare momentul de inerţie al rachetei faţă de acela al rotorului motorului, ambele în jurul axei corespunzătoare. Dacă oprim motorul se opreşte şi racheta

într-o poziţie nouă. Precizia (unghiul) la care putem opri axa rachetei este precizia la care putem opri rotorul motorului, înmulţită cu

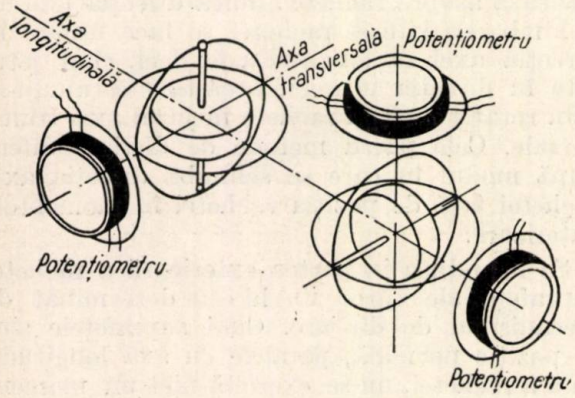


Fig. 4. Schema principială de dirijare a rachetei „V-2".

raportul dintre momentul de inerţie al rotorului şi al rachetei. Ultimul raport poate fi ales de noi oricît de mic. Pentru comanda aparatelor care schimbă direcţia şi alţi parametri ai rachetei, se folosesc două metode. Prin una din ele se transmit comenzile din afara rachetei iar prin cea de a doua metodă, mult mai folosită, comenzile sînt transmise din aparatura internă care îşi determină singură toţi parametrii mişcării. O astfel de aparatură, folosită la racheta „V-2", este arătată schematic în fig. 4 şi 5 [7].

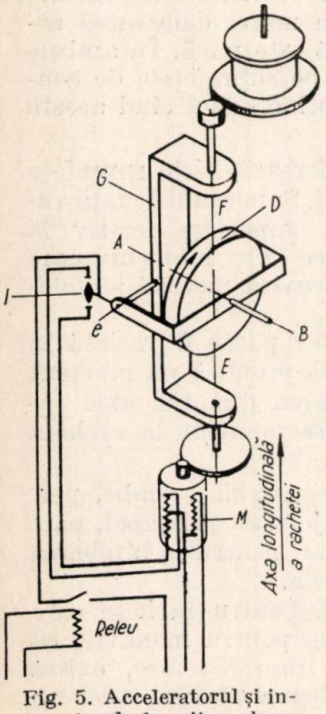


Fig. 5. Acceleratorul şi integratorul de vitez al rachetei „V—2".

În fig. 4 este dat sistemul dirijării rachetei şi a corectării devierilor de la poziţia dinainte stabilită pe care trebuie să o aibă. Sistemul conţine două sau trei giroscoape avînd axele perpendiculare una pe alta. La fiecare giroscop este ataşat un potenţiometru sau două, în cazul cînd el serveşte la stabilizarea pe două axe. Poziţia normală a potenţiometrului este mişcată de către mecanismul de ghidare în aşa fel încît între axa giroscopului şi poziţia de zero a potenţiometrului se creează o deplasare şi deci un curent determinat de regimul de dirijare al rachetei dinainte calculat. Dacă datorită unui oarecare motiv racheta are o deviere faţă de poziţia dinainte stabilită, se creează o deplasare nouă între poziţia de zero a potenţiometrului şi axa giroscopului care creează un curent electric suplimentar. Acest curent amplificat electronic alimentează un servomecanism. Ultimul mişcă aripile care se găsesc în drumul jetului în aşa fel încît să creeze momentul necesar pentru întoarcerea rachetei la poziţia corectă.

Fig. 5 descrie schema accelerometrului şi a integratorului de viteză, adică aparatul care măsoară acceleraţia rachetei şi o integrează ca să dea viteza instantanee. Giroscopul cu axul AB este legat de pendulul giroscopic cu axul eD suportat de furca cardanică G care la rîndul ei se poate învîrti în jurul axului EF care este axul longitudinal al rachetei. De pendulul giroscopic este legat un întreruptor de corecţie. Prin devierea pendulului giroscopic de la poziţia zero întreruptorul I închide circuitul şi motorul asincronic M primeşte curentul. Din cauza rotaţiei furcii G în jurul axului EF pendulul giroscopic începe să aibă o mişcare de precesie întorcîndu-se la poziţia de zero. Prin aceasta întreruptorul întrerupe din nou curentul şi motorul se opreşte, apoi totul se repetă în aceeaşi ordine. În acest fel întreruptorul închide şi deschide alternativ curentul şi giroscopul are tot timpul o mişcare de precesie. Viteza medie a acestor precesii forţate depinde de forţele de inerţie care acţionează asupra pendulului de-a lungul axului EF, adică de acceleraţia rachetei. Cînd racheta îşi micşorează viteza precesia ia loc în direcţia opusă. În acest fel integratorul se învîrteşte cu un unghi proporţional cu integrala acceleraţiei, adică proporţional cu viteza. Acest accelerometru fixează electric poziţia giroscopului care dirijează rotaţia rachetei în jurul axului transversal. În felul acesta curbura traiectoriei se schimbă în funcţie de viteza rachetei după un regim dinainte calculat.

Trei factori acţionează la micşorarea vitezei finale a rachetei, şi anume :

1. *Frînarea aerodinamică.* Aceasta creşte foarte repede cu viteza şi scade cu densitatea atmosferei. Din punctul acesta de vedere avem interes ca atunci cînd racheta se găseşte în păturile mai dense ale atmosferei (adică la o înălţime mică) să se mişte cu o viteză mică, deci ca acceleraţia rachetei să fie cît se poate de mică.

2. *Atracţia gravitaţională.* În timpul funcţionării motorului sînt inevitabile pierderi gravitaţionale datorită atracţiei pămîntului. Aceste pierderi devin cu atît mai mari cu cît ascensiunea este mai spre verticală şi cu cît timpul funcţionării motorului (pentru viteza finală dată) este mai lung, adică cu cît acceleraţia este mai mică. În cazul limită cînd tracţiunea este egală sau mai mică decît greutatea rachetei, adică acceleraţia este zero, tot combustibilul se consumă fără ca racheta să capete vreo viteză şi ea nu se poate ridica. În celălalt caz cînd acceleraţia tinde spre infinit (ceea ce nu se poate realiza în realitate) pierderile tind spre zero [7]. Din acest punct de vedere avem interes ca

propulsarea rachetei să se facă la accelerații cît se poate de mari.

3. *Efectul presiunii exterioare asupra tracțiunii motorului.* Tracțiunea motorului rachetei crește cu scăderea presiunii exterioare [după cum se vede din formula (6)] astfel încît zborul la înălțimi mici reprezintă un fel de pierderi. Avem interes ca partea cea mai mare a vitezei finale să fie dată rachetei cînd ea se găsește în regiuni unde densitatea atmosferei este mică, adică din punctul acesta de vedere este avantajoasă propulsia cu accelerații mici.

Este clar că trebuie găsit un compromis care să împace aceste trei condiții contradictorii și să dea cheltuiala minimă de combustibil pentru o viteză finală dată. Această traiectorie optimă variază de la o misiune la alta și în general pentru partea inițială a traiectoriei se dau accelerații de 2—4 g (g fiind accelerația în căderea liberă la suprafața pămîntului).

Putem lansa satelitul pe orbita circulară în diferite forme [8]. Spre exemplu: Am putea lansa racheta vertical cu viteza inițială necesară ca să atingă înălțimea orbitei circulare. Atingînd această înălțime îi dăm o viteză orizontală circulară necesară. În acest caz pierderile aerodinamice sînt mici (racheta trece repede prin păturile dense ale atmosferei) dar pierderile gravitaționale sînt mari. Am putea porni racheta în direcția orizontală. În acest caz pierderile gravitaționale ar fi mici dar pierderile aerodinamice mari.

Traiectoria cea mai practică și în același timp cu cheltuială minimă de combustibil este așa denumita traiectorie „eliptico-balistică". Racheta pornește vertical și după un program dinainte stabilit, axul ei schimbă direcția în mod continuu în tot timpul arderii combustibilului în primul și în al doilea etaj. Al treilea etaj după ce s-a eliberat de primele două, avînd deja mai mult de jumătate din viteza circulară, continuă din inerție încă multe sute de kilometri. Cînd ajunge la vîrful traiectoriei lui, viteza a scăzut considerabil și este îndreptată în direcție orizontală. In momentul acesta pornește motorul care îi completează viteza pînă la cea circulară. Trebuie remarcat aici că devieri foarte mici în viteza finală sau în unghiul final pot fi fatale pentru viitorul satelitului.

Spre exemplu: În caz că vrem să lansăm satelitul la înălțimea de 225 km, viteza necesară—dacă lansarea se face de-a lungul unei secțiuni de elipsă—este de 7 989 m/s. Dacă autopilotul a întîrziat puțin și viteza este cu 0,23% mai mare (adică cu vreo 25 m/s mai mult), atunci racheta se ridică la 319 km adică la o înălțime cu 25 % mai mare. Deci mărirea relativă a înălțimii este de 100 ori mai mare decît mărirea relativă a vitezei. Dacă viteza este cu 0,72 % mai mică racheta atinge 64 km adică de 4 ori mai mică decît înălțimea prevăzută. La această înălțime frecarea este puternică și satelitul o să cadă imediat. În stadiul actual al tehnicii astfel de devieri sînt inevitabile și deci este neapărat necesar să furnizăm rachete cu rezervă de combustibil și cu aparataj necesar pentru corecția acestor devieri. Această aparatură este de genul aceleia descrisă anterior pentru descrierea de către rachetă a unei traiectorii dinainte calculate.

Pentru alegerea direcției satelitului sînt cîteva posibilități: deasupra ecuatorului, pol-pol, sau între ele. În oricare din aceste cazuri planul traiectoriei satelitului trece prin centrul pămîntului. Din punctul de vedere al economiei combustibilului este avantajos un satelit ecuatorial cu mișcarea în direcția rotației pămîntului. În acest caz cîștigăm în întregime viteza periferică de rotație a pămîntului care la ecuator este de 462 m/s. În celelalte direcții pierdem parțial sau total această viteză.

În tabela 1 sînt date perioadele de rotație a sateliților care sînt în orbite circulare la diferite înălțimi deasupra ecuatorului.

Vitezele unghiulare de deplasare a sateliților față de un observator de pe pămînt ne-ar părea altfel ca cele din tabelă din cauza rotației pămîntului. În cazul cînd rotația satelitului este paralelă cu rotația pămîntului viteza unghiulară relativ la un astfel de observator se micșorează și dacă este antiparalelă, ea se mărește. Dacă satelitul se găsește la înălțimea de 35 810 km deasupra ecuatorului, perioada lui de rotație relativ la stele, este exact cît cea a pămîntului și deci la un observator de pe pămînt el ar părea nemișcat. Această proprietate reprezintă un mare avantaj pentru diferite scopuri științifice și tehnice.

Sateliții nu trebuie neapărat să fie lansați în orbite circulare, ei pot fi lansați în orbite eliptice, distanța lor de la pămînt variind în cursul mișcării. Dacă elipsa este foarte prelungită ea poate să intersecteze și orbita Lunii. Astfel de sateliți în traiectorii eliptice pot constitui legătura între sateliții care se mișcă în orbite circulare. Pe același principiu se pot avea sateliți artificiali ai soarelui și ai planetelor. Despre acest lucru se va trata mai departe.

Satelitul artificial ecuatorial nu poate fi văzut decît într-o bandă relativ îngustă de-a lungul ecuatorului. Ca satelitul să treacă deasupra tuturor punctelor de pe glob este neapărat necesar să fie lansat pe direcția pol-pol și raportul între perioada lui și perioada pămîntului să fie un număr irațional.

Cît timp rămîne un satelit pe orbita lui după ce a fost lansat?

Ca să putem răspunde la această întrebare trebuie să știm care sînt forțele care schimbă mișcarea lui.

Forța principală la înălțimi mici și intermediare este rezistența aerodinamică. Aceaste depinda de

viteza satelitului şi este proporţională cu densitatea mediului în care se mişcă. La înălţimile la care se mişcă sateliţii densitatea atmosferică este mică şi de aceea şi rezistenţa aerodinamică la mişcare este mică, dar totuşi existentă. Efectul ei este de a micşora viteza satelitului. Această reducere a vitezei cauzează schimbarea elementelor orbitei, el apropiindu-se de pămînt, în particular se micşorează axa mare şi axa mică a elipsei după cum arată formulele (2) şi (3). Dar după formula (4) dacă axa mare a elipsei este mai mică şi perioada de rotaţie este mai mică.

Apropiindu-se de centrul de atracţie viteza lui creşte [formulele (1), (2) şi (3)] şi astfel se creează cunoscutul „paradox". Satelitul frecîndu-se îşi măreşte viteza. În realitate frecarea fiind continuă traiectoria satelitului este o spirală care încet încet se apropie de pămînt. Creşterea vitezei satelitului prin cădere continuă pînă la o anumită înălţime, după care viteza scade, satelitul căzînd brusc spre pămînt. Pentru un satelit de tipul primului lansat de U.R.S.S. această înălţime critică este aproximativ de 150 km. Acest calcul n-a putut fi făcut cu precizie din lipsa cunoştinţelor noastre despre densitatea atmosferei la înălţimi foarte mari şi tocmai aceasta este una din datele care trebuia să ne furnizeze primul satelit.

O altă forţă care acţionează asupra satelitului este : frînarea electro-magnetică. După cum se ştie pămîntul are un cîmp magnetic care la înălţimi foarte mari poate fi aproximat foarte bine cu un dipol magnetic avînd momentul :

$$M = 8{,}1.\ 10^{25}\ \text{gauss}\ \text{cm}^3.$$

După cum se ştie în orice corp care se mişcă într-un cîmp magnetic se produce un cîmp electric într-o direcţie perpendiculară şi pe cîmpul magnetic şi pe direcţia vitezei. În ionosferă începînd de la o anumită distanţă, datorită radiaţiilor solare şi extrasolare, se găsesc pe fiecare cm^3 un anumit număr de atomi ionizaţi. Această ionizare depinde de ora, latitudinea, activitatea soarelui etc. şi transformă atmosfera într-un conductor de electricitate. În acest conductor datorită cîmpului electric sus menţionat se creează un curent electric care se închide în satelit (în cazul cînd are înveliş metalic). Aceşti curenţi curgînd în cîmpul magnetic terestru creează o forţă în direcţia opusă mişcării adică frînează satelitul. Această frînare produce aceleaşi efecte ca frînarea aerodinamică numai că mărimea frînării electromagnetice este mult mai mică decît cea aerodinamică (pe baza calculelor autorului).

Perturbaţii datorită neomogenităţii cîmpului gravitaţional al pămîntului, în special datorită mareelor [9], schimbarea orbitei datorită atracţiei lunii, soarelui şi altor planete, rotaţia focarului elipsei ce nu se găseşte în centrul pămîntului datorită precesiei orbitei (efect relativist) şi frînarea datorită presiunii radiaţiilor solare sînt efecte foarte slabe.

Avînd la dispoziţie un satelit la cîteva sute pînă la cîteva mii de km de la suprafaţa pămîntului ce servicii poate îndeplini ?

Un asemenea satelit poate servi drept un laborator situat în păturile superioare ale atmosferei sau chiar în afara ei. Măsurătorile pe care le poate face el sînt următoarele [8] :

Observarea suprafeţei pămîntului. Se va putea urmări distribuirea şi mişcarea păturilor de nori, limitele între masele calde şi reci de aer. Metrologiea de astăzi nu dispune de suficiente staţii de observare pe uscat şi foarte puţine sînt pe apă care acoperă 2/3 din suprafaţa globului pămîntesc. De pe un satelit situat pe o orbită la cîteva mii de km se poate fotografia toată suprafaţa pămîntului în mai puţin de 12 ore.

Măsurarea condiţiilor în ionosferă: presiunea şi temperatura aerului, distribuţia ionilor şi efectul diferiţilor factori asupra gradului ionizării, cercetarea spectrelor radiaţiilor solare în domeniul razelor ultraviolete şi roentgen.

Acestea fiind puternic absorbite de păturile superioare ale atmosferei nu le putem cerceta de la suprafaţa pămîntului. Aceste raze au o influenţă foarte mare asupra gradului ionizării ionosferei şi de aceea asupra climatului şi asupra propagării undelor electromagnetice. Pentru aceste cercetări ne putem folosi de un contor Geiger sau de fotoplăci cu filtre.

Cercetarea razelor cosmice, stabilirea intensităţii razelor primare în funcţie de latitudine, oră şi de direcţie. Aceasta va ajuta la determinarea intensităţii razelor de provenienţă solară şi la partea intensităţii de provenienţă interastrală. Cercetarea intensităţii razelor cosmice în afara atmosferei are o mare importanţă pentru viitoarele călătorii interplanetare.

După cum se ştie din cauza impurităţilor şi neliniştii permanente a atmosferei nu putem folosi la telescoape puteri mai mari de mărire decît de circa 1 000 ori, cu toate că puterea de mărire a celor mai puternice telescoape depăşeşte mult această cifră. Dacă am putea ridica aparatele de observaţie deasupra atmosferei, este clar că astronomia ar face un salt enorm. Mai putem adăuga că din cauza lipsei de greutate a obiectelor de pe satelit (condiţie ce există pe orice satelit cu traiectorie conică, fiind în permanenţă în cădere liberă) manevrarea şi construcţia unor aparate foarte mari s-ar uşura foarte mult.

Distribuţia şi densitatea meteoriţilor au o importanţă primordială pentru viitoarele călătorii interplanetare.

Cîmpul magnetic al pămîntului şi interacţiunea lui cu particulele terestre şi extraterestre.

Cercetări geodetice, determinarea unor parametri ai globului pămîntesc. Cartografia exactă a suprafeţei pămîntului. Prospecţiuni geologice

prin determinarea neomogenităţii din scoarţa pămîntului prin influenţa acestor neomogenităţi asupra mişcării satelitului.

Ultimele dar nu cele mai puţin importante sînt *cercetările fiziologice*: comportarea organismului uman în condiţiile lipsei de greutate, influenţa razelor cosmice, probleme de alimentaţie cu hrană şi oxigen şi, în general, cercetarea condiţiilor necesare organismului uman ca să poată îndeplini funcţiunile sale normale în aceste condiţii noi. La început toate datele măsurătorilor vor fi transmise pe pămînt prin radio. Mai tîrziu dacă vom putea asigura aterizarea pe pămînt fără a dăuna organismelor vii şi aparatelor se va putea trece la acapararea aparatelor şi chiar la sateliţi locuiţi de oameni.

Un asemenea satelit poate îndeplini cîteva funcţiuni tehnice foarte importante. După cum se ştie undele de radio foarte scurte, metrice şi centimetrice, nu sînt reflectate de ionosferă ceea ce face imposibilă recepţionarea programelor pe aceste unde la distanţe mari. Spre exemplu televiziunea la distanţe mai mari decît „orizontul vizual" de la staţia emiţătoare. Acoperirea suprafaţei pămîntului cu o reţea întreagă de radiorelee la cîteva zeci sau sute de kilometri ar fi ceva nepractic de scump. Un satelit artificial la înălţimea de 1 000 km poate acoperi cîteva zeci de milioane de km^2. O serie de astfel de sateliţi care „se văd" unul pe altul ar putea acoperi o mare parte din toată suprafaţa pămîntului. O variantă interesantă ar fi un satelit într-o orbită de 24 de ore. În această orbită situată la 35 600 km de la suprafaţă trei sateliţi formînd un triunghi echilateral ar acoperi practic toată suprafaţa pămîntului [8]. Această variantă are avantajul că sateliţii apărînd nemişcaţi pe cer simplifică foarte mult construcţia antenelor. Pentru retransmiterea programelor pe unde scurte se pot folosi staţii de radiorelee pe satelit care recepţionează programul de pe pămînt şi îl retransmit în cîteva benzi. În cazul acesta numărul benzilor care pot fi retransmise este relativ limitat dar puterea emiţătoarelor de pe pămînt şi de pe satelit poate fi relativ redusă. O altă posibilitate este de a folosi însuşi corpul metalic al sateliţilor ca reflector; avem avantajul de a retransmite benzi pe orice unde dar puterea emiţătorului de pe pămînt trebuie să fie mare. Dacă sateliţii se găsesc la cîteva sute de km înălţime ceea ce este destul de dezavantajos, viteza lor unghiulară fiind mare, puterea transmiţătorului trebuie să fie de ordinul 100 kW.

O altă aplicaţie la care s-a gîndit deja TIOLKOVSKI este captarea energiei solare. Un satelit într-o orbită perpendiculară pe orbita eclipticului (planul mişcării pămîntului în jurul soarelui) ar fi expus în permanenţă radiaţiilor solare cu o intensitate aproape constantă în cursul anului. Deoarece pe sateliţi dispare greutatea (bineînţeles afară de greutatea produsă de atracţia corpurilor care se găsesc pe el şi care este neglijabil de mică) am putea construi nişte reflectoare enorme din materiale foarte subţiri care ar putea servi drept surse de căldură pentru sisteme producătoare de electricitate (un cerc cu o rază de 1 km perpendicular pe direcţia razelor capătă circa 1 milion kW).

Ultima aplicaţie a sateliţilor artificiali de care ne vom ocupa aici şi poate cea mai atractivă este folosirea lor ca staţii de pornire a rachetelor cu destinaţia Lunii şi a planetelor din sistemul nostru solar. După cum s-a arătat anterior viteza cosmică minimă este de ordinul 8 km/s. Cea de a 2-a viteză cosmică este cea necesară pentru trimiterea aşa numitului „bumerang" cosmic: o rachetă care să înconjoare Luna şi să cadă înapoi pe Pămînt. Pentru aceasta este necesară o viteză de 11,1 km/s. A 3-a viteză cosmică este aceea necesară pentru zborul în Lună cu aterizarea pe ea. În tabela 2 sînt date cîteva viteze cosmice minime pentru zborul în Lună, Marte şi Venus [6]. Aceste valori sînt calculate neglijînd pierderile gravitaţionale şi aerodinamice.

Acolo unde sînt trecute în tabelă călătorii dus şi întors, pentru aterizarea pe pămînt nu este luată în consideraţie posibilitatea unei aterizări cu ajutorul frînării de păturile superioare ale atmosferei, aşa numita aterizare „aerodinamică". Fiecare viteză din tabelă este însumarea vitezelor parţiale care trebuie dezvoltate de trenul de rachete în diferitele segmente ale traiectoriei. Spre exemplu pentru călătoria pămînt-Marte sînt necesare următoarele viteze parţiale:

Viteza pentru părăsirea pămîntului şi atingerea orbitei lui Marte 11,6 km/s, adaptarea vitezei rachetei la viteza orbitală a lui Marte şi aterizarea pe ea — 5,7 km/s, aceleaşi viteze în ordin invers la întors. Deci viteza într-o direcţie — 17,3 km/s şi în ambele direcţii — 34,6 km/s. Viteza sumară este importantă în tehnica rachetelor fiindcă determină raportul de mase a trenului de rachete. Ea este viteza care ar atinge ultima treaptă dacă tot combustibilul s-ar consuma neîntrerupt. În realitate racheta nu atinge nicăieri astfel de viteze sumare.

După cum se vede majoritatea acestor viteze este enormă. De exemplu: dacă pentru susmenţionata traiectorie Pămînt-Marte dus şi întors cu viteza ei sumară de 34,6 km/s am folosi combustibil cu viteza de ejecţie de 3 km/s raportul de masă efectiv ar trebui să fie

$$\frac{m_0}{m_t} = e^{34.6/3}\ 100\ 000\ !!!$$

Aceasta înseamnă că pentru lansarea unei greutăţi utile chiar mici, greutatea întregului tren de rachete ar fi fantastic de mare şi poate imposibil de atins. Folosirea unei staţii orbitale schimbă cu totul situaţia. Procedeul ar

trebui să fie următorul: Un număr mare de rachete pornesc spre orbita circulară; fiecare din ele cînd atinge orbita mai are o cantitate de combustibil. Acest surplus de combustibil din toate rachetele este depozitat într-una din ele care apoi porneşte spre Marte. De la orbita circulară în jurul pămîntului viteza necesară ca să atingă orbita lui Marte se reduce la 3,6 km/s relativ la 11,6 cît era necesar dacă racheta pornea de la suprafaţa pămîntului. De acolo ca să intre în orbita circulară în jurul lui Marte este necesară o viteză de 2,2 km/s; deci în final 5,8 km/s. La întoarcere racheta iar nu trebuie să aterizeze pe suprafaţa pămîntului şi poate intra pe orbita circulară în jurul pămîntului pe care se găseşte rezerva de combustibil cu care poate ateriza pe pămînt. Astfel secţiunea cea mai dificilă în călătoria Pămînt-Marte şi retur este partea de la orbita circulară în jurul Pămîntului pînă la orbita circulară în jurul lui Marte şi întors, care necesită 11,6 km/s. deci în acest caz trebuie să avem la dispoziţie un tren de rachete care poate dezvolta o viteză de 11,6 km/s în timp ce înainte viteza minimală pentru traiectoria Pămînt-orbita circulară în jurul lui Marte-Pămînt era de 27,5 km/s. Pentru misiuni mai dificile am putea folosi tehnica orbitală de mai multe ori. Spre exemplu creînd un rezervor de combustibil într-o orbită circulară în jurul Pămîntului şi un alt rezervor într-o orbită circulară în jurul lui Marte. Astfel o rachetă ar putea decola de pe Pămînt, ateriza pe Marte şi întoarce înapoi pe Pămînt. Marele dezavantaj al acestei metode este necesitate de a trimite zeci sau sute de trenuri de rachete pe orbita circulară ca să furnizăm cantitatea de combustibil necesară pentru pornirea mai departe a unui singur tren de rachete. În cazul creării unui alt rezervor

Tabela 1

Vitezele şi perioadele sateliţilor în orbitele circulare la diferite înălţimi

Distanţa de la suprafaţa pămîntului *)	Viteza în orbita circulară	Perioada unei rotaţii **)			
km	m/s	zile	h	min	s
0	7 912		1	24	25
250	7 755		1	29	30
300	7 735		1	30	27
350	7 700		1	31	30
500	7 620		1	34	32
1 000	7 355		1	45	2
2 000	6 900		2	7	9
6 378 = R	5 595		3	58	47
12 756 = $2R$	4 560		7	18	20
35 810 = $5{,}61R$	3 076		23	45	4
127 560 = $20R$	1 725	5	4	49	
384 000 = $60{,}2\ R$***	1 010	27	4	46	

*) Raza pămîntului luată ca cea a ecuatorului.
**) Perioada siderală (relativă la stele)
***) Distanţa medie a lunii.

Tabela 2

Viteze sumare necesare pentru diferite misiuni interplanetare

	Misiune	Viteza sumară teoretică [1] km/s	Viteza sumară practică aproximativă [2] km/s
Dus	Orbita circulară în jurul Pămîntului	8	10
	Scăparea de Pămînt	11,2	13
	Pămînt — Luna	13,5	16
	Pămînt — Marte	17,3	20
	Pămînt — Venus	22,2	26
Dus şi întors	Pămînt — Luna — Pămînt (fără aterizare pe Lună)	22,4	25
	Pămînt — Luna — Pămînt (cu aterizare pe Lună)	27	32
	Pămînt — Marte — Pămînt (fără aterizare pe Marte)	23,2	26
	Pămînt — Marte — Pămînt (orbita circulară 1 000 km de la suprafaţa lui Marte)	27,5	31
	Pămînt — Marte — Pămînt (cu aterizare pe Marte)	34,6	40
	Pămînt — Venus — Pămînt (fără aterizare pe Venus)	23	26
	Pămînt — Venus — Pămînt (cu aterizare pe Venus)	44,4	52

1) Fără pierderi gravitaţionale şi aerodinamice.
2) Cu pierderi gravitaţionale şi aerodinamice.

în jurul planetei de destinaţie dificultăţile sus menţionate cresc la pătrat.

Se poate aştepta ca marele avans în tehnica rachetelor care a permis U.R.S.S. să trimită prima cei doi mari sateliţi artificiali ai pămîntului îi va permite să efectueze prima zbor în lună şi alte misiuni interplanetare mai dificile.

BIBLIOGRAFIE

[1] LOITIANSKI, L. G., LURIE, A. I.: *Kurs teoreticeskoi mehaniki*. Gosudarstvenoe Izdatelstvo tehnico-teoreticeskoi literaturi, t. II p. 52, ed. V., Moscova, 1955.

[2] TIOLKOVSKI, K. E.: *Sobranie socineni*. Izdatel Akademii Nauk SSSR, t. II

[3] TANDER, F. N.: *Problema poliota pri pomosci reactivnih aparatov*, Moscova 1932

[4] SUTTON, G. P. *Rocket PropulsionElements*, John Wiley, New-York, 1949, ed. II, p. 101

[5] WILLY LEY: *Rockets Missiles and Space Travel*. The Viking Press, New York 1952, ed. IV p. 404.

[6] CLARKE, C. A.: *Interplanetory Flight*, London, Temple Press 1950

[7] KOOY J. M. J. şi UYTENBOGAART J.W.H.: *Ballistics of the future*, Mc Graw Hill-New York, 1948.

[8] STERNFELD, A.: *Iskustvenie sputniki zemli*. Gosudarstvenoe Izdatelstv o tehnico teoreticeskoi literaturî, Moscova 1956.

[9] LOGIE, I.: Journal of the British Interplanetary Society 13 (1954)3, p. 170—175, şi Voprosî raketnoi tehniki, (1955)3, p. 146.

Etaj cu reacţia pe catod în locul „repetorului anodic"

CZ 621.375.132

În practica utilizării circuitelor electronice se foloseşte des un etaj de amplificare cu reacţia negativă puternică de la placă la grilă (fig. 1), cunoscut sub numele de „repetor anodic" [1] [2] [3]. Această denumire, improprie de altfel, a fost dată montajului datorită unor proprietăţi analoge celor ale repetorului catodic: impedanţă de ieşire foarte mică, mare stabilitate a valorii amplificării. Toate aceste caracteristici ale ambelor montaje se datoresc unei puternice reacţii negative de tensiune.

Repetorul anodic prezintă şi cîteva deosebiri importante faţă de repetorul catodic. În primul rînd, tensiunea de ieşire este în antifază cu cea de intrare. Tocmai această împrejurare determină domeniul de utilizare a schemei, care

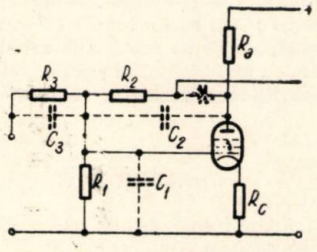


Fig.1. Montaj „repetor anodic".

se foloseşte mai ales în scopul inversării fazei semnalului. Apoi amplificarea repetorului anodic, spre deosebire de cea a repetorului catodic, poate fi supraunitară. În fine, datorită aplicării reacţiei în paralel, impedanţa de intrare a repetorului anodic este relativ foarte mică. Pentru a remedia acest neajuns este necesar ca rezistenţa R_3 (fig. 1) să fie mare, ceea ce duce la scăderea amplificării, datorită divizorului de tensiune de la intrare.

Performanţele etajului ar putea fi îmbunătăţite, iar reglajul lui simplificat dacă s-ar înlocui reacţia în paralel prin una în serie. Aceasta se realizează în schema din fig. 2, unde o reacţie negativă, cu coeficientul de reacţie real, se obţine cu ajutorul reţelei complexe R_cC_c din catoda tubului.

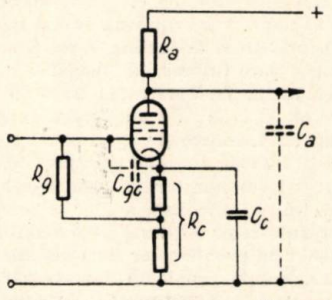


Fig.2. Etaj de amplificare cu reacţie pe catod

Principiul acestei scheme nu este nou [4] el fiind utilizat mai mult în scopul înlăturării condensatorului de blocaj în catodă (R_c fiind, în acest caz, rezistenţa de autonegativare, iar reacţia datorită acesteia apărînd ca nedorită). În cazul nostru se utilizează o reacţie negativă puternică, valoarea rezistenţei R_c alegîndu-se din condiţia realizării gradului dorit de reacţie.

Dacă în montaj se foloseşte o pentodă, etajul are următoarele performanţe:

Factorul de reacţie a amplificatorului este:

$$F = 1 + SR_c. \tag{1}$$

Este de dorit ca $F \gg 1$ şi în acest caz:

$$F \approx SR_c. \tag{2}$$

Amplificarea etajului în mijlocul benzii este:

$$A = \frac{SR_a}{F} \approx \frac{R_a}{R_c}. \tag{3}$$

Trebuie semnalat că, la aceeaşi valoare a factorului de reacţie, amplificarea schemei propuse este considerabil mai mare decît cea a repetorului anodic.

Caracteristica de frecvenţă a etajului este netedă, dacă constantele de timp ale circuitelor anodic şi catodic sînt egale, adică dacă este satisfăcută relaţia:

$$C_c = C_a \frac{R_a}{R_c} \approx C_a A. \tag{4}$$

În cazul acesta, forma caracteristicii de frecvenţă şi valoarea produsului bandă-cîştig sînt aceleaşi ca ale amplificatoarelor fără reacţie. Deci, frecvenţa limită superioară a benzii va fi dată de relaţia:

$$f_{\text{inalt}} = \frac{S}{2\pi C_a} \frac{1}{A}. \tag{5}$$

Dacă condiţiile de funcţionare cer o valoare mai mare a produsului bandă cîştig, acesta poate fi mărit prin utilizarea reacţiei complexe, realizate prin aşezarea în serie cu C_a a inductanţei L_a. Valoarea L_a se stabileşte din condiţiile de netezime ale caracteristicii de frecvenţă:

$$L_c = \frac{C_c}{2S^2}. \tag{6}$$

Dar în mod obişnuit, la amplificările scăzute impuse etajului se realizează banda necesară cu ajutorul reacţiei reale.

Spre deosebire de repetorul anodic, care foloseşte reacţia de tensiune în schema analizată se utilizează reacţia mixtă [1]), ceea ce face ca impedanţa de ieşire să fie mai mare. Aceasta reprezintă unicul, dar şi importantul dezavantaj al etajului nostru faţă de repetorul anodic. Din această cauză, schema propusă nu poate înlocui repetorul anodic în montajele în care se impune o impedanţă de ieşire foarte mică, de ordinul sutelor de ohmi, sau necesită să fie urmată de un repetor catodic (care are impedanţa de ieşire de două ori mai mică decît cea a repetorului anodic).

În toate celelalte cazuri (şi acestea sînt numeroase) impedanţa de ieşire a schemei cu reacţie pe catod este suficient de mică pentru a înlocui repetorul anodic. Avînd în vedere egalitatea factorilor de reacţie de curent şi de tensiune, rezultă din expresia generală a impedanţei de ieşire [5]:

$$Z'_{eş} = Z_{eş} \frac{F_{\text{curent}}}{F_{\text{tensiune}}}$$

că rezistenţa de ieşire nu se modifică în urma aplicării reacţiei

$$R_{eş} = R_a \approx \frac{A \cdot F}{S}. \tag{7}$$

În schimb, datorită utilizării reacţiei serie în locul celei paralel, impedanţa de intrare a montajului este mult mai mare decît cea a repetorului anodic. Dacă ţinem seama că $R_c \ll R_J$, şi notăm:

$$a = \frac{R_gC_{gc}}{R_cC_c}; \quad b = \frac{C_{gc}}{C_c} \text{ şi } y = \omega^2 R_a^2 C_a^2 F^2,$$

[1]) Şi nici decum reacţia de curent, aşa cum de multe ori, în mod greşit este prezentat acest tip de reacţie.

se obţine pentru componentele impedanţei de intrare $Z_{in} = R_{in} \parallel \frac{1}{j\omega C_{in}}$:

$$R_{in} = R_g F \frac{1 + y(1+b)^2}{1 + Fy(1 + ab - aF)} \tag{8}$$

$$C_{in} = \frac{C_{gc}}{F} \frac{1 + yF(1+b)}{1 + y(1+b)^2}. \tag{9}$$

Ţinînd seamă de influenţa rezistenţei asupra caracteristicii de frecvenţă a reţelelor precedente, mărimea rezistenţei de intrare ne interesează mai cu seamă la frecvenţele joase, unde $R_{in} \approx R_g F$.

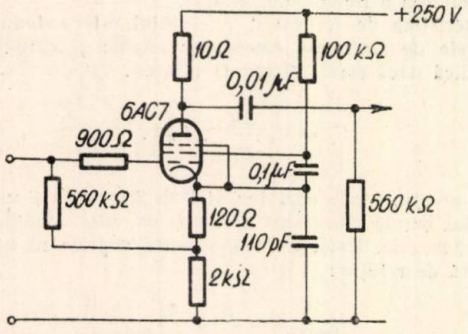


Fig. 3. Montajul pentru verificarea experimentală a etajului cu reacţie pe catod

În ceea ce priveşte capacitatea de intrare, prezintă interes şi valoarea ei la frecvenţele ridicate, avînd în vedere influenţa capacităţii de şuntaj asupra formei caracteristicii de frecvenţă la limita ei de sus. La capătul superior al benzii montajului ($y = 1$):

$$C_{in} \approx \frac{1+b}{1 + (1+b)^2} C_{ge}. \tag{9'}$$

Se vede că, în orice caz, capacitatea de intrare este de cel puţin două ori mai mică decît cea fără reacţie, şi cu mult mai mică decît cea a repetorului anodic.

Pentru a completa comparaţia schemei propuse cu cea utilizată obişnuit, trebuie să mai arătăm că:

cele două etaje au (la acelaşi grad de reacţie) stabilitatea amplificării, lărgimea de bandă şi distorsiunile neliniare identice;

montajul propus, cum şi reglarea lui sînt mai simple ca cele ale repetorului anodic;

calculul schemei propuse este cu mult mai simplu [formulele (2–5)].

Verificarea experimentală a schemei, efectuată cu ajutorul montajului din fig. 3, a confirmat formulele de calcul. Amplificarea obţinută este 4,8, iar factorul de reacţie 15. Alegerea valorii condensatorului din catod s-a făcut experimental, urmărind obţinerea unui răspuns dorit (o depăşire de circa 3% la aplicarea unui semnal dreptunghiular) în regim tranzitoriu.

Pe baza celor arătate, putem face recomandarea ca, atunci cînd într-un montaj (de impulsuri, de exemplu) apare necesitatea inversării fazei, să fie folosit în acest scop în locul repetorului anodic, etajul cu reacţie pe catod. În primăvara acestui an, schema a fost utilizată în două proiecte de diplomă (hodoscop şi scintilator), realizate la Institutul Politehnic Bucureşti.

Ing. *Vlad Pauker*

BIBLIOGRAFIE

[1] SEELY, S.: *Electron-tube circuits*. Mc. Graw Hill Book Co New York 1950, p. 108–111.

[2] MC LOWERBY, I. G.: *The see-saw circuit*. Wireless World, (1948) decembrie.

[3] TĂNĂSESCU, T.: *Manual de tuburi şi circuite electronice* Ed. Academiei R.P.R., 1955, vol. I, pag. 254.

[4] BERESCHIN, A. B.: *Cathod-compensation video amplification*. Electronics, iunie-iulie 1949.

[5] BLACKMAN, R. B.: *Effect of feedback in impedance*. Bell System Techn. Journ., 1943, octombrie.

CRONICA

Congresul internaţional de fizică nucleară

CZ 539.152.1:061.3.(569.4)

Între 9 şi 14 septembrie a.c. s-a ţinut la Rechovot (Statul Israel) un congres internaţional de fizică nucleară. Congresul a fost patronat de Uniunea internaţională de fizică pură şi aplicată din cadrul UNESCO-ului.

Cu această ocazie un redactor al revistei noastre s-a adresat tov. Acad. prof. ŞERBAN ŢIŢEICA director adjunct al Institutului de Fizică Atomică, participant din partea Republicii Populare Romîne la acest congres. Iată ce ne-a declarat Dsa:

„Organizarea congresului a revenit unui comitet de oameni de ştiinţă din Israel în frunte cu prof. G. RACAH de la Universitatea din Ierusalim. Sediul congresului a fost Institutul Weizmann de cercetări ştiinţifice, din oraşelul Rechovot. Acest institut nu este dedicat exclusiv cercetărilor de fizică nucleară, ci conţine secţii de matematici aplicate, fizică, chimie şi biologie. Secţia de fizică nucleară este destul de nouă aşa încît multe din pavilioanele respective sînt abia în construcţie. Totuşi, în laboratoarele existente se fac cercetări interesante în domeniul spectroscopiei nucleare, razelor cosmice, rezonanţei paramagnetice nucleare, precum şi cercetări teoretice de fizică nucleară. Congresul a fost organizat după modelul cunoscutelor congrese Solvay. Prin urmare, în loc de multe comunicări scurte şi uneori disparate, aşa cum se ţin de obicei la astfel de congrese, s-au prezentat de către specialişti calificaţi în domeniul respectiv, un număr relativ mic de rapoarte ample, privind stadiul actual al cercetării într-un anumit domeniu, precum şi problemele deschise cele mai importante. Aceste rapoarte au fost apoi supuse discuţiei, la discuţie luînd parte toţi cei care aveau o contribuţie de adus la tema raportului. Temele discutate au fost: Modelele nucleare, în special modelul păturilor şi modelul unificat, tranziţiile între nivele de joasă excitaţie, dezintegrarea β şi problema neconservării parităţii, corelaţiile unghiulare, problemele de aparatură şi tehnică experimentală. Nu este cazul aici să expunem în amănunt tot materialul prezentat la congres cu atît mai mult cu cît acest material va apărea tipărit în scurtă vreme. Vom sublinia numai faptul că rapoartele şi discuţiile privitoare la dezintegrarea β sînt cele care au prezentat cel mai mare interes, în special datorită prezenţei grupului chinez de la Universitatea Columbia, New York. Atît prof. LEE cît şi Dna WU au prezentat ample rapoarte asupra lucrărilor lor teoretice şi experimentale privind neconservarea parităţii. Recent am aflat prin presă că pentru aceste lucrări prof. LEE şi colaboratorului său YANG li s-a acordat premiul Nobel. Importanţa rapoartelor a constat nu numai în prezentarea rezultatelor obţinute pînă acum în acest domeniu, dar şi în discuţia problemelor încă deschise şi a perspectivelor de viitor. Tot la problema dezintegrării β s-a referit şi raportul prezentat de KONOPINSKI. În acest raport a fost analizat materialul experimental vechi în lumina noilor concepţii, ajungîndu-se la concluzia că multe dintre părerile care păreau bine stabilite trebuie supuse unei revizuiri radicale. Nu trebuie uitat că la astfel de congrese. o bună parte din activitate se duce în afara şedinţelor de referate şi discuţii, în „culise" cum se spune pe scurt. Aici se stabilesc relaţii personale între cei care lucrează în domenii apropiate sau se întăresc relaţiile existente; aici se discută acele probleme care nu sînt încă coapte pentru o prezentare oarecare oficială în faţa întregului congres. Importanţa enormă a acestor contacte personale constă în aceea că participanţii au posibilitatea să ia astfel cunoştinţă de ştiinţa în devenire, nu de cea gata făcută, singura accesibilă din reviste şi alte publicaţii. Ar fi de dorit ca fizicienii noştri să participe cît mai des şi în număr cît mai mare la astfel de congrese, pentru ca progresul nostru să fie cît mai rapid".

REFERATE

AUTOMATICĂ

CZ 621.9 – 531.4

Controlul numeric al poziţiei mesei unei maşini-unelte [După B. RESNICK şi M. HAYES : Instruments and Automation, iunie (1957), pag. 1110.]

Realizarea unei mese pentru maşini-unelte echipată cu servomotoare hidraulice şi comandă electrică permite reglajul automat al poziţiei pieselor cu o precizie de 0,025 mm. Maşina se compune din trei părţi principale : masa, o maşină de găurit normală montată deasupra acesteia şi un dispozitiv de citire electrică şi control care comandă masa.

Masa se poate deplasa în lung cu 500 mm şi în lat cu 300 mm, în interiorul acestei suprafeţe putîndu-se alege orice punct de referinţă de la care să se stabilească poziţiile în care se va opri ulterior masa. După montarea piesei pe masă se apasă un buton şi acesta ajunge automat în prima poziţie. Se efectuează gaura şi prin apăsarea pe buton masa se deplasează automat cu cotele necesare pentru gaura următoare şi aşa mai departe. Acest sistem economiseşte timp şi costul şabloanelor şi permite o mare suplеţe a producţiei în serii mici, fiind economică chiar şi pentru unicate.

Fiecare dintre cele două mişcări este realizată printr-un mecanism compus dintr-un şurub conducător, supape şi un cilindru cu piston. Şurubul conducător are numai rolul de a comanda sistemul şi a măsura poziţia. Datorită construcţiei sale, mecanismul este extrem de sensibil la cea mai mică deplasare a şurubului conducător şi totodată dezvoltă o mare forţă la deplasarea mesei.

Sistemul electric transformă un cod perforat pe o bandă în rotaţii ale şurubului conducător. Un sistem de perii permite lectura fiecărui rînd care conţine 26 degăuri, dînd poziţia în ţoli cu o precizie de 0,0001" (5 cifre). Aceste 5 cifre sînt preluate de un releu translator, care la rîndul său excită o serie de relee şi prin intermediul unor comutatoare cu 10 trepte, a unui transformator cu prize intermediare şi a 4 motoraşe sincrone, comandă micşorarea şurubului conducător.

Banda are lăţimea aproximativă de 100 mm şi este preparată separat de maşină pe un perforator manual. Pentru fiecare gaură ce se execută pe maşină este necesar un timp mediu de perforare de 5 minute. În general, pentru lucrările uzuale, ea are aproximativ 50 de linii. Cea mai lungă bandă folosită a avut 370 linii şi a fost destinată găuririi într-o piesă a 63 găuri, pentru fiecare gaură fiind necesare mai multe operaţii. *N. K.*

CZ 621.34.024 :621.314.652

Funcţia de transfer a motorului de curent continuu cu indus alimentat cu tiratroane comandate. [După W. STEIGER; Regelungstechnik, 5 (1957) 2, p. 45 — 49].

Sistemele moderne de acţionări electrice folosesc deseori pentru a realiza o gamă mare de variaţie a turaţiei, motoare de c.c. cu excitaţie independentă, al căror indus este alimentat prin redresoare comandate pe grilă de la reţeaua de c.a. Pentru studiul regimului tranzitoriu a unui asemenea sistem se deduce funcţionarea de transfer a motorului de c.c. alimentat prin tiratron. Presupunînd variaţii mici şi frecvenţa tensiunii de alimentare mare în raport cu durata fenomenului tranzitoriu, se obţine pentru funcţiunea de transfer o relaţie relativ simplă. Se deduc expresiile pentru panta punctului de funcţionare a tiratronului $\left(S_0 = \left.\frac{\partial I}{\partial \varphi}\right|_{E=\text{const}}\right.$ unde I este valoarea medie a curentului prin indus, φ — unghiul de aprindere, E — forţa c.e.m.$\Big)$ şi conductanţa internă a motorului alimentat prin tiratron $\left(G_0 = -\left.\frac{\partial I}{\partial E}\right|_{\varphi=\text{const}}\right)$. În regimul de funcţionare cu curent intermitent este nevoie să se determine unghiul de stingere a tiratronului, care funcţie de unghiul de defazaj al circuitului indusului, α, φ şi E nu se poate exprima explicit. Pentru a evita calculul grafic se dau relaţii aproximative, care sînt cu atît mai exacte cu cît α este mai mare. Expresiile obţinute pentru funcţia de transfer arată că în regimul cu curent intermitent constanta de timp a unui asemenea sistem poate să devină mult mai mare ca în cazul regimului cu curent permanent. *S. H.*

ELECTRONICĂ

CZ 621.385.832

Noi tuburi catodice, avînd o luminozitate şi o sensibilitate la deviaţie mare. [După E. GUNDERT şi W. SCHAFFERNICHT, Elektronische Rundschau (1957) 4, p. 107—108].

Observarea impulsurilor avînd un timp de creştere foarte scurt (10^{-8} s) şi o frecvenţă de repetiţie mică, impune condiţii speciale tuburilor catodice. Pentru a mări luminozitatea şi puterea de rezoluţie a tubului se măreşte tensiunea anodică; prin aceasta se micşorează însă sensibilitatea la deviaţia pe orizontală. Pentru a satisface aceste două cerinţe antagoniste se deviază fasciculul după o accelerare cu o tensiune U_a, urmînd o nouă accelerare după deviaţie, cu ajutorul unei anode în formă de spirală rezistivă, de exemplu din grafit, aplicată pe peretele interior al tubului. Între anoda propriu zisă şi cea de post-accelerare, se formează un cîmp electric, care trebuie să aibe o simetrie radială spre a evita distorsiunile. Alte avantaje ale tuburilor cu anodă cu postlinie de accelerare sînt: micşorarea sarcinii spaţiale în regiunea ecranului luminos şi micşorarea lungimii plăcilor de deviaţie pe orizontală.

Pe de altă parte, la tensiuni de post-accelerare mari, poate apărea aşa numita „eroare de deschidere" adică neproporţionalitatea între tensiunea de deviaţie pe orizontală şi deviaţia petei luminoase. Eroarea poate fi influenţată prin varierea rezistenţei spiralei de post-accelerare, modificarea pasului, forma pereţilor tubului, poziţia începutului şi sfîrşitului spiralei.

Se descriu apoi caracteristicile unor tuburi noi DG 13-58 şi DG 13-18, unul pentru oscilografele de bandă largă iar altul pentru oscilografe de impulsuri. *C. N.*

CZ 531.72 :681.142 – 523.8

Integrator electronic universal. [După H. STERN: Instruments and Automation, februarie (1957), p. 254].

Performanţele sau caracteristicile multor maşini, motoare sau dispozitive se pot obţine numai prin măsurarea unei suprafeţe închise de o curbă, care reprezintă variaţia unei mărimi în funcţie de timp. De asemenea, valorile medii ale unor mărimi variabile ca presiuni, cupluri, distanţe, viteze, energii etc., pot fi aflate tot numai printr-o operaţie de integrare a unei suprafeţe închise de o curbă. În trecut această operaţie se făcea manual pe cale aritmetică sau prin planimetrare, ambele operaţii răpind timp mult. De curînd au apărut dispozitive electronice de integrare care foloseau, în general, traductori bazaţi pe reluctanţă variabilă sau modulaţie de frecvenţă, care transformau mărimea respectivă într-un impuls. Sub această formă a mărimii integrarea devine o simplă problemă de numărare.

Un instrument mai nou foloseşte pentru integrare principiul heterodinei. El se compune dintr-un oscilator de 100 kHz şi un altul controlat de semnalul de intrare amplificat în prealabil. Al doilea oscilator este acordat în aşa fel încît în lipsa semnalului de intrare să oscileze tot pe 100 kHz. astfel încît, în această situaţie suprapunerea celor două frecvenţe nu dă naştere la bătăi.

Imediat ce apare un semnal de intrare, frecvenţa diferă şi la poarta integratorului apar bătăi. Aceasta este comandată pe de o parte de semnalul de intrare cît şi un dispozitiv de timp reglabil între 0,1 milisecunde, pînă la 1 secundă.

Variaţia frecvenţei oscilatorului este liniară cu amplitudinea semnalului de intrare, un semnal de 1 volt, provocînd o variaţie de frecvenţă de 10 000 Hz şi în consecinţă 10 000 de numărări pe secundă ale integratorului.

Dispozitivul permite integrarea totală a suprafeţei închisă sub curbă, integrarea totală cu începere de la un anumit nivel predeterminat al semnalului de intrare, integrarea pe un timp predeterminat, integrarea cu începere de la un anumit nivel al semnalului şi pe un anumit timp, integrarea pe un anumit interval, după un timp oarecare de la apariţia semnalului etc.

Cu ajutorul lui se pot integra printre altele variaţiile de presiune, forţă, temperatură, acceleraţie, viteză, cuplu etc. în funcţie de timp, se pot totaliza iluminările sau numărul de rotaţii pe minut, se poate determina umezeala în procesele continui sau se pot executa cîntăriri continuie etc.

N. K.

CZ 621.121.845—523.8

O nouă balanţă inelară electronică. [După R. BOURK: W.S.W.-Technische Berichte (1956) sept., p. 25 — 29].

Balanţele inelare au fost folosite cu succes pentru măsurarea debitelor sau presiunilor gazelor, construcţiile moderne permiţînd precizii de 0,5 la 1%. Ele prezintă însă o inerţie relativ mare care poate provoca greutăţi în cazul reglării automate iar pentru transmiterea la distanţă sînt necesare transformări în mărimi electrice.

Balanţa inelară electronică realizată de curînd păstrează calităţile balanţelor inelare mecanice fără a avea neajunsurile acestora şi funcţionează în modul următor:

Corpul inelar al balanţei cuprinde două camere separate printr-un perete şi sînt în legătură cu două puncte ale conductei de gaz între care se află o diafragmă. Diferenţa de presiune dintre cele două camere ale corpului inelar se transformă într-un cuplu proporţional cu aceasta. În mişcarea sa de rotaţie corpul inelar antrenează cadrul mobil al unui sistem de măsură precum şi o plăcuţă de aluminiu ce se deplasează între două bobine conectate în circuitul de grilă şi circuitul anodic al unui tub electronic. Deplasarea plăcuţei de aluminiu modifică cuplajul dintre grila şi anoda tubului electronic rezultînd un curent de înaltă frecvenţă cu amplitudine diferită. Acesta este redresat, amplificat şi trimis prin diferite instrumente de măsură indicatoare, înregistratoare sau de reglare în sistemul de măsură electrodinamic legat cu inelul creînd un cuplu antagonist care frînează mişcarea inelului. Cuplul antagonist fiind proporţional cu patratul curentului care circulă prin sistemul de măsură electrodinamic şi în poziţia de echilibru, cuplul produs de diferenţa de presiune fiind egal cu cuplul antagonist, rezultă că curentul este proporţional cu rădăcina patrată a diferenţei presiunilor. Deci, instrumentele de măsură legate în serie şi parcurse de acest curent pot fi talonate în consecinţă şi vor indica cu mare precizie diferenţa de presiune.

Aparatul nu este influenţat de variaţiile de tensiune, de modificarea caracteristicilor tuburilor electronice sau de variaţia rezistenţei circuitului electric datorită lungimii conductelor, variaţiilor de temperaturi sau numărului instrumentelor legate în serie. Datorită cuplului mic pe care inelul trebuie să-l furnizeze acesta are dimensiuni foarte mici reducîndu-se mult frecările şi mărindu-se sensibilitatea şi viteza de reacţie a aparatului.

Afară de utilizările sale pentru măsurarea, înregistrarea, reglarea şi integrarea presiunilor şi debitelor, aparatul poate fi folosit şi pentru compensările automate de presiune şi temperatură.

N. K.

NUCLEONICA

CZ 621.384.6(8)

Tipuri noi de acceleratoare în Uniunea Sovietică. [După E. BAGGE: Atomkernenergie (1956) 6, p. 197—198].

Dintre propunerile pentru accelerarea particulelor elementare la energii mari despre care s-au ţinut două referate la conferinţa din mai 1956 la Moscova, două sînt deosebit de interesante, deoarece prezintă o serie de deosebiri faţă de metodele de accelerare cunoscute. Amîndouă se referă la accelerarea de electroni şi au fost iniţiate de fizicienii G. E. BUDKEV şi A. A. NAUMOW. Se dau cîteva date interesante şi schiţe pe baza cărora se explică funcţionarea acestor instalaţii, şi anume: un accelerator toroidal fără fier şi un betatron fără poli de ghidare. De semnalat este la primul tip simplitatea întregului accelerator şi volumul său redus. Caracteristic este că cîmpul magnetic necesar pentru accelerare şi pentru ghidare se produce cu ajutorul unei singure spire de cupru. Autorii speră să obţină cu acest tip o energie de 100 MeV. Diametrul conductorului coaxial de cupru este de numai 30 cm. Al doilea tip de accelerator foloseşte proprietăţile de autofocalizare ale unui fascicul de electroni de intensitate foarte mare. Cercetările efectuate cu un betatron cu o cameră de accelerare de secţiune mare au permis obţinerea unui curent de electroni de ordinul a 10 A. Se speră că se vor obţine intensităţi mult mai mari.

S. H.

CZ 621.039.42—57.001.57:681.142

Simularea pornirii unui reactor nuclear. [După I. P. FRANZ şi N. F. SIMCIC: Trans. Instn. Radio-Engrs, Profesional Group on Nuclear Science, NS-4 (1957) 1, p. 11].

Comportarea cinetică a reactorului este definită printr-un grup de ecuaţii diferenţiale, a căror rezolvare analitică pentru cazul variaţiei neliniare a reactivităţii necesită un număr enorm de calcule. Pentru aceasta se face studiul pornirii cu ajutorul simulatoarelor electronice, cu care se lucrează mai greu în acest caz cînd tensiunea analogă nivelului de neutroni, luată ca variabilă, creşte cu peste zece ordine de mărime, de la repaus la funcţionarea de regim. Spre a se elimina acest neajuns, se divide pornirea reactorului în trei regimuri de funcţionare. după felul variaţiei reactivităţii: regim de sursă (liniar); regim intermediar (liniar sau logaritmic); regim de putere (liniar). Articolul prezintă schema de principiu a simulatorului pentru regimurile liniare. Deoarece acest simulator nu poate acoperi o plaje de variaţie mai mare de 10^2 ori nivelul minim de lucru, explorarea unui regim se face în trepte. Se aplică condiţiile iniţiale şi se creşte tensiunea analogă reactivităţii, pînă cînd tensiunea de ieşire atinge valoarea maximă posibilă. Se înregistrează toate valorile şi se aplică din nou simulatorului, micşorate în raportul: tensiunea maximă supra tensiunea minimă la ieşirea simulatorului. Operaţia se repetă de cîte ori este nevoie pînă se parcurge întregul regim. Pentru regimul intermediar, se foloseşte alt simulator, care corespunde ecuaţiilor cinetice transformate, avînd ca variabilă perioada T a reactorului. Se folosesc, drept condiţii iniţiale, valorile obţinute la sfîrşitul primului regim. În simulatorul pentru regimul de putere, pe lîngă condiţiile iniţiale obţinute de la simulatorul regimului precedent, se ţine seamă şi de încălzirea reactorului şi de coeficienţii de temperatură. În încheiere, se arată două diagrame comparative între rezultatele obţinute pe calea folosirii simulatoarelor şi cele măsurate efectiv la un reactor. Se remarcă diferenţa foarte mică dintre ele.

D. M. P.

CZ 621.387.4:621.314.7

Un monitor de radiaţii transistorizat [După D. C. BROWN şi B. P. FARADAY: Nuclear Instruments, 1 (1957) 3].

Se descriu cîteva aparate experimentale cu semiconductoare care pot fi folosite la detectarea particulelor radioactive, Un studiu comparativ arată că, dintre tipurile de semiconductoare experimentate, anume: transistori $p-n-p$, transistori $n-p-n$ şi diode de joncţiune $p-n$, cei mai potriviţi sînt transistorii $p-n-p$, avînd sensibilitatea cea mai mare şi o bună stabilitate la variaţii de alimentare. Transistorii prezintă, faţă de ceilalţi detectori cu cristal, avantajul unei amplificări interne a impulsului de curent ce ia naştere în urma acţiunii particulelor radioactive. Se dau grafice de variaţie a sensibilităţii (pentru ambele tipuri de transistori şi pentru diode), funcţie de curentul de colector, respectiv curentul invers al diodei. De asemenea, se arată oscilogramele impulsurile provocate de particule. S-a calculat că eficienţa, adică raportul dintre numărul de particule detectate şi numărul de particule teoretic detectabile are valoarea 0,5. Datorită dimensiunilor şi tensiunilor de alimentare foarte mici, asemenea detectoare pot găsi largi aplicaţii.

La ultima parte a articolului se descrie un monitor de radiaţii α, dîndu-se şi schema de principiu.

I. C.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621—53
PENESCU, C. I.:

Упрощенный метод для анализа систем линеиного непрерывного автоматического регулирования
Automatica şi electronica, I (1957) No. 5, стр. 189—192

При исследовании систем автоматического регулирования с неизменной или с переменной програмой необходимо изучать их поведение при наличии помех. Доказывается что изменения помех могут быть заменены эквивалентными изменениями входных величин, для большенства физических систем, причем соответствующие выхоной величины должна считатся изменением ошибки. При этом расчет упрощается и имеется можность применения для этого общей теории автоматических систем, в статье даны два примера расчета.

ДК 621.375.3
DAMSKER, D.:

Нелинейные явления в магнитных усилителях.
Automatica şi electronica, I (1957) No. 5, стр. 192—200

Рассматривается влияние нелинейности характеристик составляющих звеньев магнитных усилителей на их переходной процесс. Напоминаются классические основы теории усилителей и указываются явления, приводящие к отклонениям в динамических характеристиках усилителей, по сравнению с идеальным инерционным звеном. Снятые осцилограммы поясняют происходящие явления.

ДК 621—52.001.57 : 681.142—523.8
VAZACA, CHR. и IANCULESCU, GH. R.:

Электронное моделирование автоматических систем.
Automatica şi electronica, I (1957) No. 5, стр. 200—208

На основе общих приницпов электронного моделирования выводятся схемы электронного моделирования некоторых более сложных автоматических систем, устанавливая предварительно соответствующие блок-схемы.

ДК 621.385.011
RĂGĂNESCU, M.:

Общие выражения для емкости и входоной проводимости электронной лампы.
Automatica şi electronica, I (1957) No. 5, стр. 209—212

Получены общие выражения для емкости и входной проводимости электронной лампы, входный электрод которой емкостно связан (посредством межэлектродных или специально поставленных снаружи емкостей) с произвольными точками. Принимается во внимание влияние межэлектродного пространственного заряда.

Полученные формулы имеют практичекое значение, т. к. позволяют легко производить расчет входного импеданса.

ДК 621.314.67.027.6 : 621.316.722.1
BIRNBAUM, M.:

Стабилизированные выпрямители на 30 кв.
Automatica şi electronica, I (1957) No. 5, стр. 212—216

Изложен способ проектирования стабилизаторов для высокочастотных выпрямителей. Описан стабилизированный выпрямитель на 30 кв, созданный автором.

ДК 538.221 : 621.317.41
NICOLAU, EDM. и STANCU, GH.:

Методы измерения комплесной магнитно проницаемости ферритов,
Automatica şi electronica, I (1957) No. 5, стр. 217—223

В статье описаны важнейшие параметры, характеризующие магнитные материалы типа ферритов. Даются основные методы измерения этих параметров в диапазоне слуховых и радиочастот.

ДК 629.19 : 523.4 : 525
SHECHTMAN, I.:

Об искусственных спутниках.
Automatica şi electronica, I (1957) No. 5, стр. 224—234

В статье изложены общие вопросы, связанные с запуском искусственных спутников земли.

ЛАБОРАТОРНЫЕ ЗАМЕТКИ, стр. 233—234
ХРОНИКА, стр. 234 РЕФЕРАТЫ, стр. 235—236

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621—53
PENESCU, C. I.:

Ein Verfahren zur Vereinfachung der Untersuchung von linearen stetingen Regelungssystemen
Automatica şi electronica, I (1957) nr. 5, p. 189 –192

Sowohl bei Regelungssystemen mit festen Programm, wie auch bei solchen mit veränderlichem Program, ist es nötig deren Arbeitsweise im Verhältnis zu den störenden Grösen zu untersuchen. Es wird bewiesen, dass man für die grosse Mehrzahl der physikalischen Systeme anstatt der Änderung der störenden Grösse eine gleichwertige Änderung der Eingangsgrösse annehmen kann, mit der Bemerkung, dass die Änderung der Ausgangsgrösse durch eine gleichwertige Fehleränderung ersetzt werden muss. Auf diese Art wird die Berechnung der Systeme vereinfacht und die Anwendung der allgemeinen Theorie der selbsttätigen Regelungssystemen möglich gemacht; im Artike werden auch zwei Beispiele gegeben.

DK 621.375.3
DAMSKER, D.:

Nichtlineare Vorgänge im Verhalten der magnetischen Verstärker
Automatica şi electronica, I (1957) H. 5, S. 192—200

Es wird der Einfluss der Nichtlinearitäten der Kennlinien der Bauteile von magnetischen Verstärkern auf den Ausgleichsvorgang geprüft. Es werden die Grundlagen der klasseschen Theorie dieser Verstärker angeführt und die Vorgänge dargelegt, die zu Abweichungen des dynamischen Verhaltens der wirklichen Amplistate gegenüber dem idealen Trägheitselement führen. Vom Verfasser aufgenommene Oszilläogramme erläutern die Vorgänge.

DK 621—52.001.57 : 681.142—523.8
VAZACA, CHR. u IANCULESCU, GH. R.:

Elektronische Modellierung von selbsttätigen Regelssystemen
Automatica şi electronica, I (1957) H. 5, S. 200—208

Auf Grund der allgemeinen Prinzipien der elektronischen Modellierung werden die Modellregelschaltungen einiger komplexer selbsttätiger Systeme festgelegt, wobei vorhergehend die diesbezüglichen Blockschaltungen bestimmt wurden.

DK 621.385.011
DRĂGĂNESCU, M.:

Allgemeine Ausdrücke für die Eingangskapazitäten und für den Eingangsleitwert von Elektronenröhren
Automatica şi electronica, I (1957) H. 5, S. 209—212

Im Artikel werden allgemeine Formelein für die Eingangskapazität und für den Eingangsleitwert von Elektronenröhren abgetet, bei denen die Eingangselektrode kapazitiv (durch die inneren Kapazitäten zwischen den Elektroden oder durch besondere ausserhalb der Röhre geschaltete Kapazitäten) mit irgendwelchen Punkten der Schaltung gekoppelt ist. Der Einfluss der Raumladung auf die Kapazitäten zwischen den Elektroden wird in Betracht gezogen. Die Formeln sind von Interesse für die Praxis, da mit ihnen der Eingangsscheinwiderstand bequem berechnet werden kann.

DK 621.314.67.027.6 : 621.316.722.1
BIRNBAUM, M.:

Stabilisierte Gleichriekter von 30 kV
Automatica şi electronica, I (1957) H. 5, S. 212—216

Es wird die Frage der Stabilisierung von hochfrequenzgespeisten Gleichrichtern behandelt, wonach der vom Verfasser gebaute stabilisierte Gleichrichter von 30 kV beschrieben wird.

DK 538.221 : 621.317.41
NICOLAU, EDM. u. STANCU, GH.:

Messverfahren der komplexen Permeabilität von Ferriten
Automatica şi electronica, I (1957) H. 5, S. 217—223

Der Artikel fürt die wichtigsten Parameter an, die die magnetischen Sinterwerkstoffe aus der Gruppe der Ferrite kennzeichnen. Es werden dann die wischtigsten Messverfahren im Ton- und Hochfreque zbereich beschrieben.

DK 629.19 : 523.4 : 525
SHECHTMAN, I.:

Über die künstlichen Erdtrabauten
Automatica şi electronica, I(1957)H.5,S. 224—232

Der Artikel hat zum Ziel, über die allgemeinen Probleme zu informieren die die Schaffung künstlicher Erdtrabauten stellt.

LABOR NOTEN, S. 233—234
CHRONIK, S. 234
REFERATE, S. 235—236

SOMMAIRE

CD 621—53

PENESCU, C. I. :

Une méthode pour la simplification de l'analyse des systémes de réglage antomatique linéaires et nonlinéaires

Automatica şi electronica, I(1957) no. 5, p. 189—192

Dans le cas des systèmes de réglage soit à programme fixe, soit à programme variale. il est nécessaire d'étudier leur fonctionement par rapport aux éléments perturbateurs. On démontre que pour la majorité des systèmes physiques on peut remplacer la variation de l'élément perturbateur par une variation équivalente de la grandeur d'éntrée en observant que la variation de la grandeur de sortie doit étre mise en rapport avec la variation de l'erreur. Ainsi on simplifie le calcul des systèmes en permettant l'application de la théorie générale des systèmes automatiques ; au cours de l'ouvrage on donne deux éxemples.

CD 621.375.3

DAMSKER, D. :

Phènomènes nonlinéaires observés dans le comportement des amplificateurs magnétiques

Automatica şi electronica, I (1957) no. 5, p. 192—200

On analyse l'influence des nonlinéarités que présentent les caractéristiques des élémentes qui composent les amplificateurs magnétiques dans le procès tranzitoire. On rappelle les bases de la théorie classique de l'amplificateur et on met en évidence les phénomènes qui éloignent le comportement en régime dynamique des amplificateurs réels par rapport à l'élément d'inertie idéal. Les phénomènes sont illustrés par des oscillogrames propres.

CD 621—52.001.57 : 681.142—523.8

VAZACA, CHR. et IANCULESCU, GH. R. :

La simulation électronique des systèmes automatique

Automatica şi electronica, I (1957) no. 5, p. 200—208

En partant des principes généraux de la simulation électronique, on établit les schémas de simulation électronique de certains systèmes automatiques plus complexes, en déterminant préalablement les schémas-bloc correspondants

---

CD 621.385.011

DRĂGĂNESCU, M. :

Expressions générales pour la capacité et la conductance d'entrée d'un tube électronique

Automatica şi electronica I'(1957) no. 5, p. 209 - 212

Au cours de l'ouvrage on obtient des formules fénérales pour la capacité et la conductance d'entrée d'un électronique ayant l'électrode d'entrée couplé capacitivement à certains points du réseau (par les capacités interéletrodes ou par des capacités spécialement montées à l'éxterieur). On tient compte de l'influence de la charge spatiale sur les capacités entre les électrodes. Les formules présentent un intéret pratique permettant un calcul commode de l'impedance d'entrée.

CD 621.314.67.027.6 : 621.316.722.1

BIRNBAUM, M. :

Rédresseurs stabilisés de 30 kV

Automatica şi electronica, I (1957) no. 5, p. 212 - 216

On examine le projet des stabilisateurs pour les rédresseurs alimentés en haute fréquence et on décrit ensuite le rédresseur stabilisé de 30 kV construit par l'auteur.

CD 538.221 : 621.317.41

NICOLAU, EDM. et STANCU, GH. :

Méthodes pour mesurer la pérméabilité complexe des ferrites

Automatica şi electronica, I (1947) no. 5, p. 217—223

L'article expose les principaux paramètres qui caractérisent les matériaux magnetiques sintérisés de la catégorie des ferrites. On donne ensuite les principales méthodes de mesure utilisées dans le domaine des fréquences audio et radio.

CD 629.19 : 523.4 : 525

SHECHTMAN, I. :

Sur les satellites artificiels

Automatica şi electronica, I (1957) no. 5, p. 224—232

Le but de l'article est de donner des informations concernant les problèmes généraux posés par le lancement des satellites artificiels de la terre.

NOTES DE LABORATOIRE, p. 233—234

CHRONIQUE, p. 234

COMPTES—RENDUS, p. 235—236

CONTENTS

DC 621—53

PENESCU, C.I. :

A method for simplifying the analysis of continuous and linear automatic regulating systems

Automatica şi electronica, I(1957) nr. 5, p. 189—192

In the case of regulating sistems. with fixed or variable programme, it is necessary to study their operation following the action of a distrubance. The proof is given that for the great majority of physical sistemes, instead of the variation of the disturbance an equivalent variation of the input quantity may be considered, on the basis that the variation of the output must be made equivalent to the variation of the error. This method introduces a simplication in the calculation of the systems and allows the general theory of automatic control systems to be applied ; two examples are given in the article.

DC 621.375.3

DAMSKER, D. :

Nonlinear phenomena in the behaviour of magnetic amplifiers

Automatica şi electronica, I (1957) no. 5, p. 192—200

The influence of the nonlinear components of magnetic amplifiers on the transient response is discussed. The fundamentals of the classical theory of the magnetic amplifier are r minded, and the phenomena are pointed out, which lead to deviations in the dinamical behaviour of the actual amplistat from that of an ideal one. The oscillograms presented by the author illustrate the analised phenomena.

DC 621—52.001.57 : 681.142—523.8

VAZACA, CHR. and IANCULESCU, GH.R. :

The electronic simulation of automatic systems

Automatica şi electronica, I (1957) no. 5, p. 200—208

On the basis of the general principles of electronic simulation several diagrams of electronic simulation of some complex automatic systems are established ; to this end, the block diagrams of the systems are first determined.

DC 621.385.011

DRĂGĂNESCU, M. :

General expressions for the input capacitance and conductance of an electron tube

Automatica şi electronica, I (1957) no. 5, p. 209—212

Some general formulas are given in the paper, for the input capacitance and conductance of an electron tube having the input electrod capacitively coupled (through the interelectrode capacitances or through purpasely mounted external capacitances) to any parts of the network. The influence space charge on the interelectrode capacitances is taken into account. The formulas are of practical value and make the computation of the input impedance easy.

DC 621.314.67.027.6 : 621.316.722.1

BIRNBAUM, M. :

Stabilized rectifiers of 30 kV

Automatica şi electronica, I (1957) no. 5, p. 212 - 216

The design of stabilizers for high frequency rectifier supplies is discussed, then the stabilized rectifier of 30 kV build by the author

---

DC 538.221 : 621.317.41

NICOLAU, EDM. and STANCU, GH. :

Methods for the measurement of the complex permeability of ferrites

Automatica şi electronica, I (1957) nr. 5, p. 217—223

The paper discusses the principal factors that characterize the magnetic intered materials of the class of ferrites. Then the principal methods of measurement in the audio and radio frequency range are given.

DC 629.19 : 523.4 : 525

SHECHTMAN, I. :

On artificial satelites

Automatica şi electronica, I (1957) no. 5. p. 224—232

The purpose of the article is to give information on the general problems involved in the launching of earthen artificial satelites

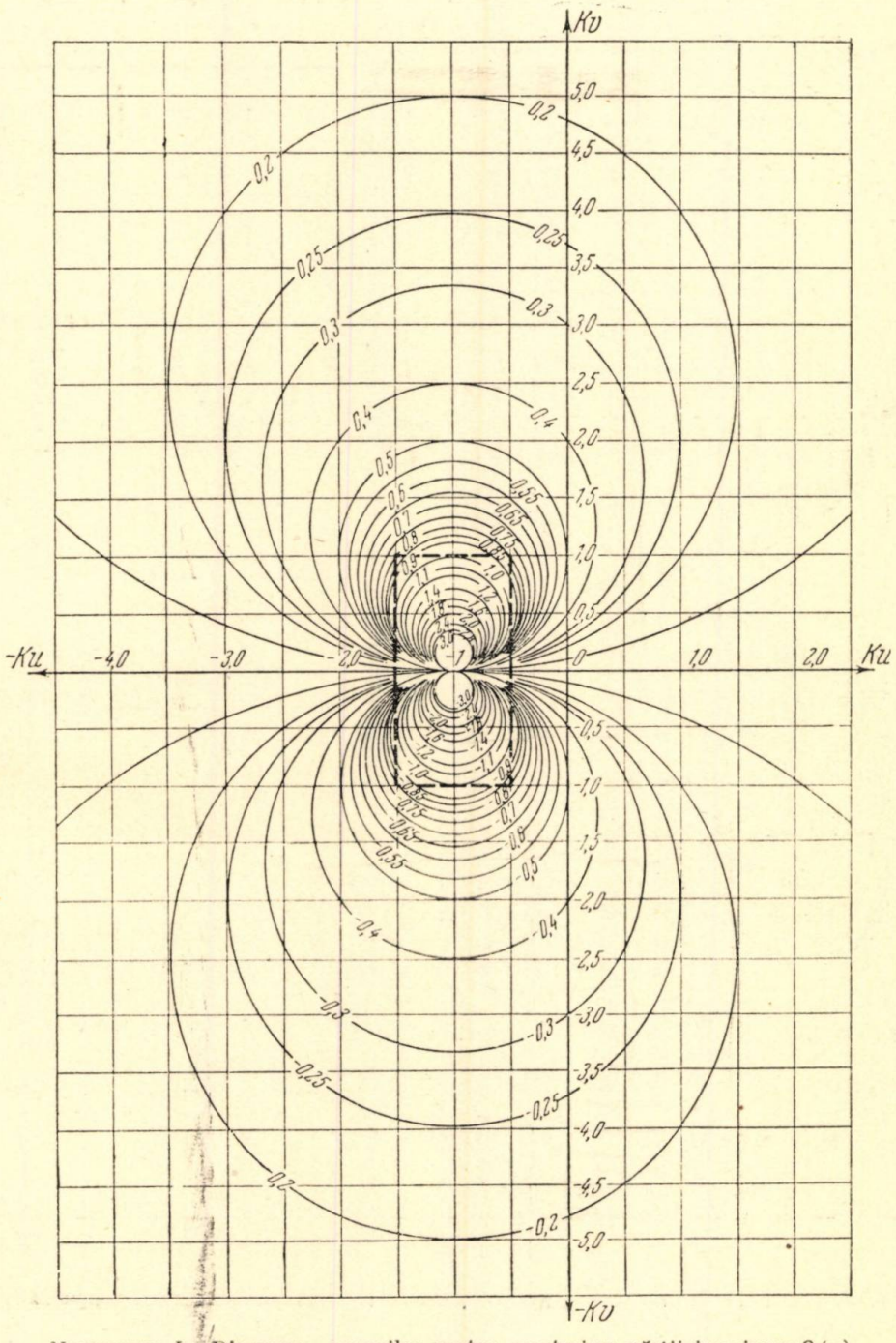
---

LABORATORY NOTES, p. 233—234

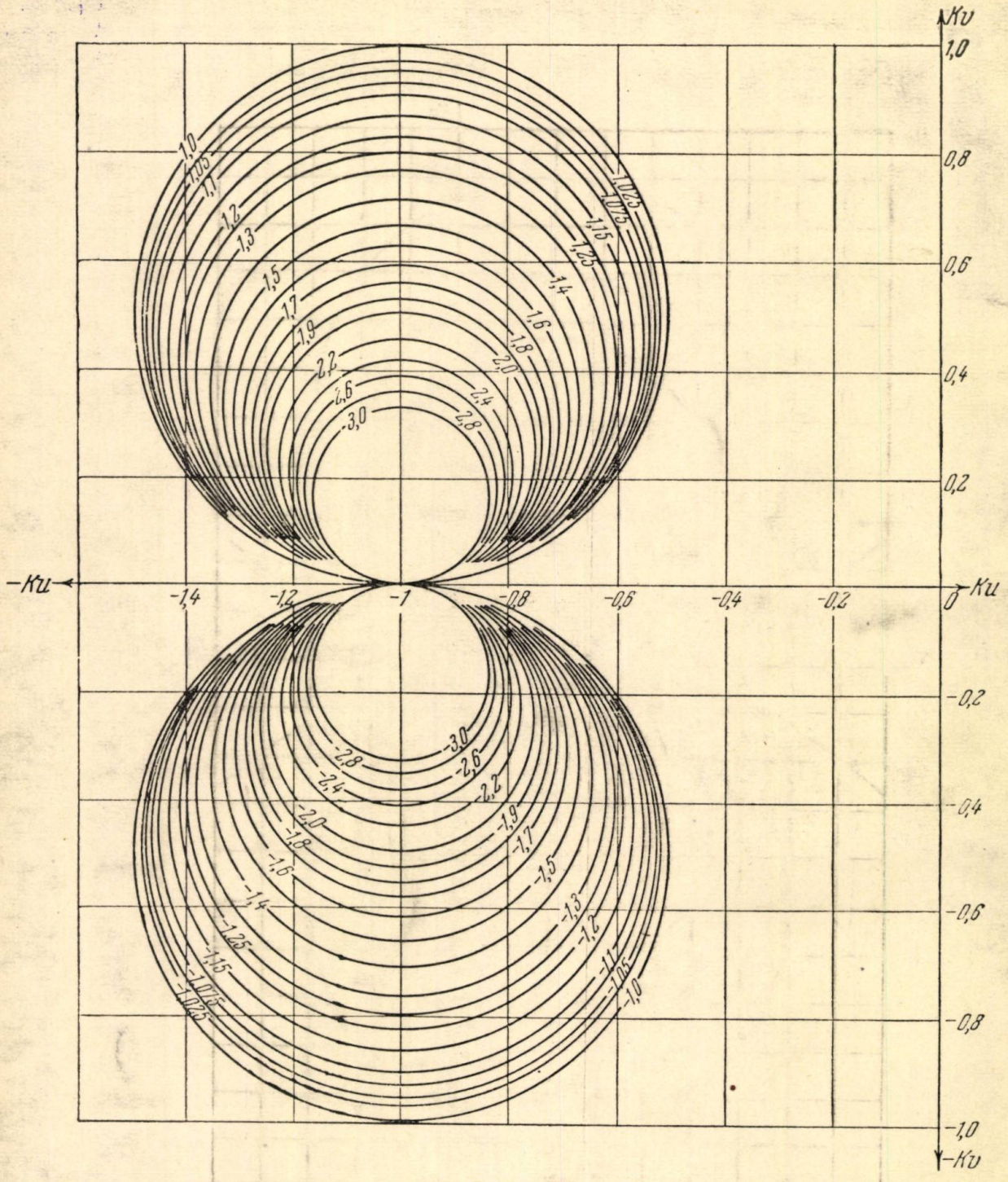
CHRONICLE, p. 234

ABSTRACTS, p. 235—236

MUSZAKI KÖNYVTÁR 1835



Nomograma I. Diagrama cercurilor pentru construirea părţii imaginare $Q(\omega)$ a caracteristicii de frecvenţă $Y_0(j\omega)$ a sistemului închis, după caracteristica amplitudine—fază $Y(j\omega)$ a sistemului deschis

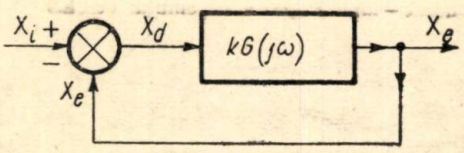


Nomograma II. Diagrama cercurilor la o scară mărită, pentru regiunea punctată din nomograma II.

$$Y(j\omega) = KG(j\omega) = Ku(\omega) + Kv(\omega)$$

$$Y_0(j\omega) = \frac{KG(j\omega)}{1 + KG(j\omega)}$$

$$Q(\omega) = \mathrm{Im}[Y_0(j\omega)]$$



$$Y(j\omega) = \frac{X_e(j\omega)}{X_d(j\omega)} \qquad Y_0(j\omega) = \frac{X_e(j\omega)}{X_i(j\omega)}$$

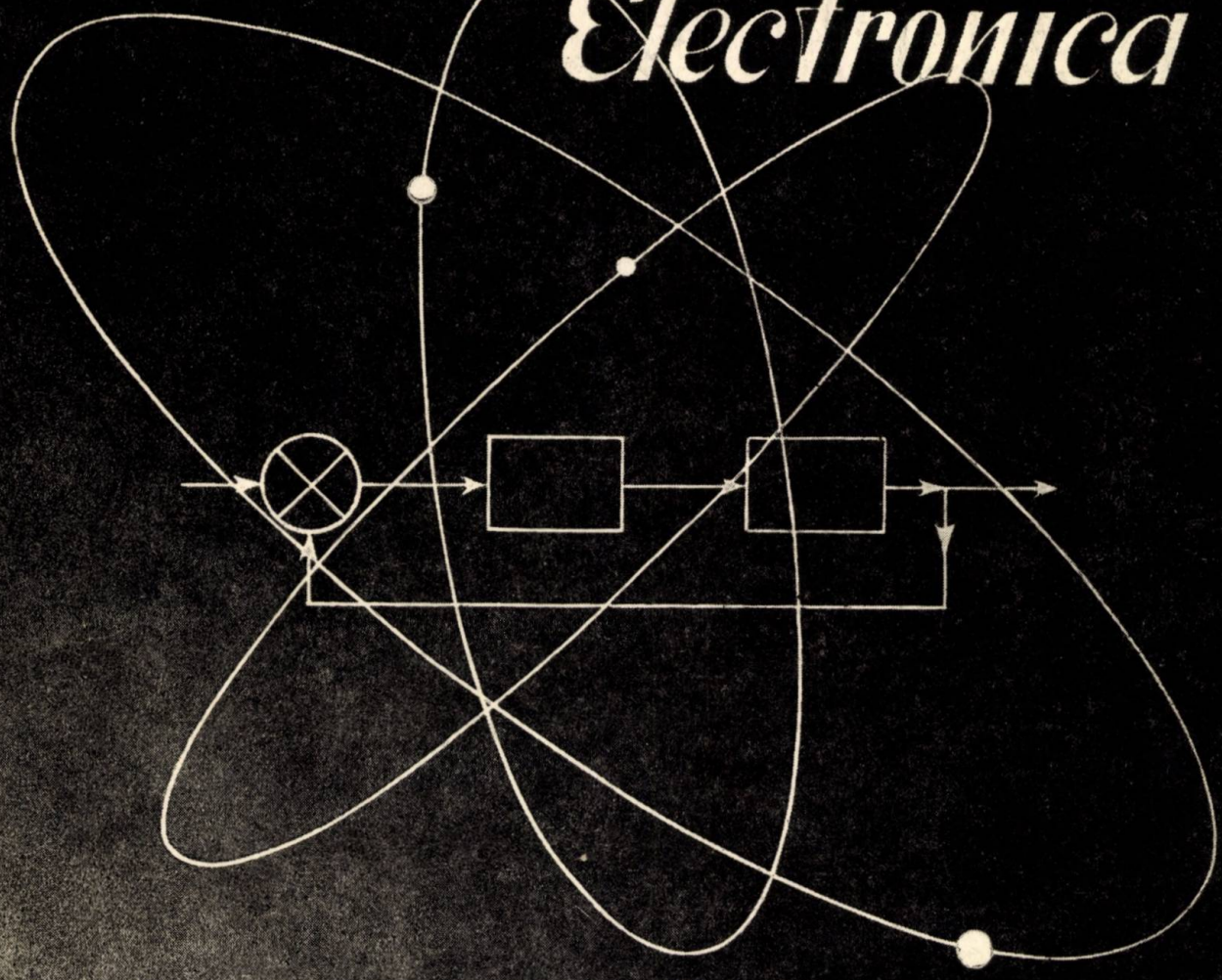
$$X_d = X_i - X_e$$

$d = \frac{1}{2Q}$ = *ordonata centrului cercului*

$r = \frac{1}{2|Q|}$ = *raza cercului*

Q = *valoarea* $Q(\omega)$ *înscrisă pe cerc*

Automatica și Electronica



KAT

6

Institut. de Documentare Tehnică
BUCUREȘTI
OLM - C... E
VIM - W... NA
TA... - ...CHA

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. VAZACA (redactor responsabil), conf. FL. CIORĂSCU, ing. I. PAPADACHE, prof. ing. G. PENESCU, ing. M. POPA, conf. ing. R. STERE, prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R., conf. ing. L. UZUN.

EXTRAS DIN RECOMANDĂRILE PRIVIND ÎNTOCMIREA ARTICOLELOR TEHNICO-ȘTIINȚIFICE

1. *Lucrări ce pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.*
2. *Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție, este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție trebuie să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să posede propuneri de viitor.*
3. *Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.*
4. *Lucrări care au mai fost publicate integral sau parțial, nu pot fi trimise redacției spre publicare*
5. *Un scurt rezumat fixînd premizele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 6—8 rînduri, se va anexa lucrării.*
6. *În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se expres contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd inteligibilitatea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase; de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată, sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic-ilustrativ, tabele etc.*
7. *Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiilor posibile.*
8. *Anexele pot cuprinde demonstrații originale sau absolut necesare înțelegerii formulelor din text; de asemenea în anexe se pot da exemple de calcul.*
9. *Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.*
10. *Nivelul articolelor va fi înalt.*
11. *Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului. Pentru demonstrații se vor alcătui anexe.*
12. *Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grije literele majuscule, minuscule sau cele ruseți, romane, grecești, germane etc.*
13. *Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cît și figuri sau tabele) speciale cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcripții originale. Pentru cărți: numele complet, pronumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus în paranteză), ediția, editorul, locul editării, anul. Pentru articole: numele complet, pronumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus în paranteze), revista tomul, anul, numărul, paginile.*
14. *Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic. Se scrie pe o singură față, la două rînduri (2 000 semne pe pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.*
15. *Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.*
16. *Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica: titluri academice, funcțiuni, localitatea și adresa domiciliului, număr de telefon.*
17. *Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora de publicare.*
18. *Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări esențiale față de manuscris, în care caz ele cad în sarcina autorului.*

Revista „AUTOMATICA și ELECTRONICA", organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Editor: Asociația Științifică a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Redacția: București, Str. Ion Ghica Nr. 3, telefon 3.57.28-3.07.30. Administrația și casieria: București, Calea Victoriei Nr. 118, telefon 3.48.00. Redacția își rezervă toate drepturile privind lucrările precum și materialul grafic-ilustrativ apărut în revistă, cît și cele privitoare la traducerea în limbi străine. Se admit extrase sau comentarii numai cu indicarea completă a sursei. Revista apare odată la două luni. Abonamentul anual: pentru întreprinderi: lei 96, individual lei 30. — Prețul unui exemplar: lei 5. — Abonamentele se primesc la sediile administrației sau redacției mai sus indicate
Tiparul: Întreprinderea Poligrafică Nr. 3 — București.

E 2554

Automatica și Electronica

Vol. I (1957) nr. 6 (nov. — dec.), pag. 237 — 284

SUMAR

CZ 621.039 : 061.239
DRĂGHICESCU, P. :
Agenția internațională pentru energia nucleară
Automatica și electronica, I (1957) nr. 6, p. 237—239.

CZ 621.316 : 621.398
VAISMAN, L. :
Contribuții la calculul sistemelor de telemecanică cu multe canale
Automatica și electronica, I (1957) nr. 6, p. 240—244.
Se expune o metodă simplă de dimensionare a releelor folosite în schemele de telemecanică cu multe canale, exemplificată pentru un caz concret.

CZ 665.5—53
POPESCU, L. :
Reglarea automată a proceselor tehnologice din rafinăriile de petrol.
Automatica și electronica, I (1957) nr. 6, p. 244 — 249.
Se expun metodele actuale de reglare automată a diferiților parametri ce caracterizează un proces tehnologic continuu, de prelucrare a țițeiului.

CZ 621.375.3.012
STĂNCIULESCU, FL. :
Predeterminarea caracteristicilor de ieșire și intrare-ieșire a amplificatoarelor magnetice cu sarcină complexă
Automatica și electronica, I (1957) nr. 6, p. 249—256.
Se deduc o serie de relații noi, care permit predeterminarea caracteristicilde ieșire și intrare-ieșire a amplificatoarelor magnetice cu sarcină complexă. Aceste relații au fost verificate experimental obținîndu-se o corespondență bună.

CZ 681.142 :621.372.44
NICOLAU, EDM. :
Elemente neliniare utilizate în simulatoare și calculatoare analogice. (I. Principii fizice).
Automatica și electronica, I (1957) nr. 6, p. 256—263
Se expun principiile fizice de funcționare a principalelor elemente neliniare utilizate în simulatoare și în calculatoare analogice. Se stabilește forma generală a funcțiilor ce pot fi realizate cu amplificatoare conținînd elemente neliniare atît în calea de reacție cît și în circuitul de intrare. Se dau scheme pentru simularea unor funcții matematice speciale ca funcția sign x și $U(x)$.

CZ 621.375.132.3
SEGAL, A. :
Dublul repetor catodic
Automatica și electronica, I (1957) nr. 6, p. 263—267.
Se deduc expresiile amplificării și admitanței de ieșire în regim liniar utilizîndu-se teoria generală a amplificatoarelor cu reacție negativă. Se analizează apoi funcționarea dublului repetor-catodic în regim neliniar scoțînd în evidență performanțele acestui montaj. În încheiere se indică o serie de date experimentale ce confirmă valabilitatea analizelor teoretice făcute anterior.

CZ 621.314.2.001.24 : 621.385.38
LEIBOVICI, I. :
Observații asupra proiectării transformatoarelor de formare a impulsurilor pe miez de ferosiliciu obișnuit
Automatica și electronica, I (1957) nr. 6, p. 268—271.
Se deduc cîteva relații care permit realizarea transformatoarelor de formare a impulsurilor, folosind tolă obișnuită, obținîndu-se performanțe satisfăcătoare cu un consum redus de curent de magnetizare.

CZ 621.039 : 42—53
POPOV, V. M. :
Teoria reactoarelor nucleare privită din punctul de vedere al reglării reactoarelor
Automatica și electronica, I (1957) nr. 6, p. 272—278.
Se expun noțiunile și rezultatele fundamentale din teoria reactoarelor nucleare din punctul de vedere al aplicării ei la reglarea reactoarelor. Articolul conține elemente necesare pe baza cărora se poate trece la analiza sistemului de reglare a reactorului în ansamblul său.

COMENTARII, p. 279.
REFERATE, p. 280 — 283.
RECENZII, p. 284.

Automatica și Electronica

REVISTA TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. I (p. 237–284) Nr. 6, noiembrie — decembrie București, 1957

PAUL DRĂGHICESCU *)

Agenția Internațională pentru Energia Nucleară

CZ 621.039 : 061.239

În luna octombrie 1957, a avut loc la Viena prima Conferință generală a Agenției Internaționale pentru Energia Atomică, cu care ocazie au fost puse bazele activității concrete ale Agenției.

Crearea Agenției Internaționale pentru Energia Atomică este rezultatul efortului depus de țările iubitoare de pace și, în primul rînd, de Uniunea Sovietică pentru a face din energia atomică un factor de progres, un factor de ridicare a bunăstării materiale a popoarelor.

La 3 decembrie 1955, cea de a zecea Adunare generală a O. N. U., într-o rezoluție adoptată în unanimitate, a hotărît convocarea unei conferințe internaționale pentru elaborarea Statutului Agenției. Această conferință, care a avut loc la Washington în martie-aprilie 1956 și la care au participat 12 state (U. R. S. S. S. U. A., Anglia, Franța, Cehoslovacia, Canada etc.) a elaborat un proiect de statut care apoi a fost examinat și aprobat de Conferința Internațională ce a avut loc la New York în septembrie — octombrie 1956.

La 23 octombrie 1956, statutul a fost adoptat în unanimitate și apoi a fost semnat de reprezentanții ai 80 de țări membre ale O. N. U. sau ale unor instituții specializate, printre care și țara noastră.

În conformitate cu acest statut, Agenția are drept scop să încurajeze și să ușureze dezvoltarea și utilizarea practică a energiei atomice în scopuri pașnice în întreaga lume. Agenția va acționa ca intermediar între țările membre pentru furnizarea de servicii, echipament, materiale etc. Țările beneficiare plătesc Agenției acest ajutor, iar Agenția, la rîndul ei, plătește țărilor furnizoare. În același timp, însă, Agenția nefiind o organizație comercială, nu va transforma ajutorul acordat într-o sursă de cîștig, pentru ea sau pentru țările furnizoare. Pentru ajutorul pe care îl acordă, Agenția are dreptul de a controla ca acest ajutor să nu fie utilizat în scopuri militare.

Agenția va favoriza schimbul de informații științifice, va dezvolta schimburile de specialiști, va adopta norme de securitate și va controla ca aceste norme să fie respectate în primul rînd în țările care primesc ajutor de la Agenție.

Agenția poate, de asemenea, să achiziționeze și să creeze instalații atomice, echipament și uzine necesare pentru aducerea la îndeplinire a funcțiilor sale.

Conform statutului, membru al Agenției poate fi orice țară, membră sau nu a Organizației Națiunilor Unite sau a unei instituții specializate, dacă acceptă statutul Agenției.

Organele de conducere ale Agenției sînt Conferința generală și Consiliul guvernatorilor.

Conferința generală se compune din reprezentanții tuturor țărilor membre și se reunește în sesiune ordinară în fiecare an. Conferința generală poate discuta orice problemă care nu contravine statutului și poate face în aceste probleme recomandări către membrii Agenției și către Consiliul guvernatorilor.

Conferința generală alege pe membrii Consiliului guvernatorilor, aprobă admiterea de noi membri sau suspendarea unui membru al Agenției, studiază raportul anual al Consiliului guvernatorilor, putînd face observații, adoptă bugetul Agenției, aprobă amendamente la statut etc.

Conferința generală hotărăște în toate problemele pe care i le supune Consiliul guvernatorilor și, la rîndul ei, propune acestuia, examinarea anumitor probleme, prezentarea de rapoarte în orice chestiune legată de funcțiunile Agenției.

Consiliul guvernatorilor este compus din 23 de membri, din care 13 sînt într-un fel sau altul numiți dintre țările cele mai avansate în domeniul tehnologiei energiei atomice, iar 10 sînt aleși pe cîte doi ani de către Conferința generală, ținîndu-se seamă de o reprezentare geografică echitabilă în sînul Consiliului. În fiecare an se aleg cîte 5 noi membri ai Consiliului, în locul celor cărora le-a expirat mandatul; numai la prima Conferință generală au fost aleși 10 membri, din care 5 pe un an, iar 5 pe doi ani.

*) Ing. P. DRĂGHICESCU este secretar al Comitetului pentru Energia Nucleară și șef de laborator la Institutul de Fizică Atomică al Academiei R.P.R.

Consiliul guvernatorilor se întruneşte ori de cîte ori socoteşte necesar, fiecare membru al Consiliului putînd cere convocarea. El este însărcinat să aducă la îndeplinire funcţiunile Agenţiei conform statutului şi în cadrul responsabilităţii pe care o are în faţa Conferinţei generale.

Agenţia are la sediul ei un personal permanent, care cuprinde specialişti în probleme tehnice şi ştiinţifice şi orice alţi funcţionari necesari pentru realizarea obiectivelor sale. În fruntea personalului se află un director general, numit de Consiliul guvernatorilor pe o perioadă de patru ani şi aprobat de Conferinţa generală. Directorul general este cel mai înalt funcţionar al Agenţiei. El răspunde de angajarea şi organizarea personalului, fiind subordonat Consiliului guvernatorilor şi controlat de acesta.

Din punct de vedere juridic, Agenţia este analogă Organizaţiei Naţiunilor Unite, adică este un organ al statelor care au fondat-o şi care sînt membre. Agenţia , ca şi O. N. U., este persoană juridică şi se bucură pe teritoriul fiecărui stat membru de privilegiile şi imunităţile care îi sînt necesare pentru a-şi exercita funcţiunile.

Spre deosebire, însă, de O. N. U., Agenţia are sarcini mult mai limitate. Între Agenţie şi O. N. U., legătura este mai strînsă decît între O. N. U. şi instituţiile specializate. În timp ce instituţiile specializate ţin legătura cu O. N. U. prin intermediul Consiliului economic şi social, Agenţia prezintă anual raportul său direct Adunării Generale O. N.U. şi, în caz de nevoie, Consiliului de Securitate. În acelaşi timp, statutul prevede că Agenţia va lua în discuţie rezoluţiile Adunării Generale sau ale Consiliilor sale, dacă se referă la sarcinile Agenţiei, raportînd apoi asupra măsurilor luate.

Agenţia va colabora cu diferitele instituţii specializate ale O. N. U. pe baza unor acorduri bilaterale.

U. R. S. S. a fost prima ţară care a ratificat statutul, la 9 februarie 1957; R. P. Română a fost, de asemenea, printre primele ţări — a cincea — care a depus instrumentele de ratificare (12 aprilie 1957).

După ratificarea statutului şi de către celelalte ţări, Agenţia a intrat în funcţiune.

O comisie preparatoare, numită de către Conferinţa de la New York care a elaborat statutul, a pregătit materialele necesare pentru ordinea de zi a primei Conferinţe generale a Agenţiei. În componenţa comisiei au intrat reprezentanţi ai 18 ţări (U. R. S. S., S. U. A., Anglia, Franţa, Cehoslovacia, India, Canada, Egipt, Indonezia etc.). Preşedinte a fost ales C. A. Bernardes (Brazilia), iar vicepreşedinte P. Winkler (Cehoslovacia).

La ordina de zi a primei Conferinţe generale a Agenţiei a fost în primul rînd alegerea membrilor Consiliului guvernatorilor. Republica Populară Română a fost aleasă, din partea Europei orientale, pe o perioadă de doi ani reprezentată fiind prin prof. dr. Valer Novacu, membru corespondent al Academiei R. P. R. Această alegere este o recunoaştere a eforturilor pe care ţara noastră le face în domeniul utilizării paşnice a energiei atomice.

O dată Consiliul guvernatorilor constituit, a fost ales preşedintele Consiliului, în persoana reprezentantului Republicii Cehoslovace, Pavel Winkler.

Chestiunea universalităţii Agenţiei, a admiterii ca membru al Agenţiei a oricărui stat care recunoaşte statutul, s-a discutat foarte larg şi la prima Conferinţă generală, ca şi la Conferinţele anterioare de la Washington şi New York. Delegaţiile marilor puteri capitaliste au strîns un număr suficient de voturi pentru a respinge încă o dată propunerea de-ai acorda R. P. Chineze locul ce i se cuvine de drept într-o organizaţie internaţională care-şi propune să grăbească şi să lărgească contribuţia energiei atomice la pacea, sănătatea şi prosperitatea din întreaga lume.

Conferinţa generală a mai aprobat, la propunerea Consiliului guvernatorilor, numirea în calitate de director general al Agenţiei, pe o perioadă de patru ani, a lui S. W. Cole, membru al Camerei Reprezentanţilor din S.U.A. Delegaţia Uniunii Sovietice a arătat, atît în cadrul şedinţelor Consiliului guvernatorilor, cît şi la Conferinţa generală, că pentru postul de director general al Agenţiei ar fi fost mai nimerit să fie ales reprezentantul unei ţări mici neutre, deoarece astfel se ajunge la situaţia că pe următorii 15—20 de ani postul de director general va fi în mîinile reprezentanţilor marilor puteri, ceea ce nu poate să nu provoace o oarecare reţinere din partea ţărilor mici care vor să primească ajutor din partea Agenţiei.

Printre alte chestiuni hotărîte de Conferinţa generală a fost şi alegerea sediului permanent al Agenţiei la Viena şi încheierea în acest scop a unui acord cu guvernul austriac.

S-a aprobat apoi bugetul şi programul Agenţiei pentru primul an de activitate, pe baza propunerilor făcute de Comisia preparatoare, fixîndu-se şi modalităţile de acoperire a bugetului. Conform programului şi bugetului, Agenţia va fi formată din următoarele servicii şi divizii:

Cabinetul directorului general — ajută pe directorul general în exerciţiul funcţiunilor sale, asigură serviciile necesare în timpul şedinţelor Conferinţei generale şi ale Consiliului guvernatorilor, menţine legătura cu statele membre şi cu organizaţiile internaţionale.

Divizia juridică — avizează în problemele juridice, pregăteşte proiectele de tratate, convenţii, contracte şi regulamente, întocmeşte lucrările şi studiile juridice de care Agenţia are nevoie.

Divizia problemelor economice şi asistenţei tehnice — avizează în problemele economice şi financiare privitoare la operaţiile tehnice şi la programele de asistenţă tehnică ale

Agenţiei, întocmeşte evaluarea economică a proiectelor, întreprinde studii privitoare la aspectele economice ale utilizării energiei nucleare, strînge informaţii şi statistici.

Serviciul de inspecţie — organizează aplicarea garanţiilor, a normelor sanitare şi de securitate.

Divizia de cercetări, contracte de cercetări şi laboratoare ajută statele membre să-şi determine nevoile în ce priveşte cercetările şi să-şi stabilească sau să-şi dezvolte programele lor de cercetări naţionale pentru utilizarea energiei atomice în scopuri paşnice; strînge şi apoi difuzează informaţii privitoare la asemenea cercetări, încheie contracte de cercetări cu organizaţiile dinafara Agenţiei, conduce laboratoarele pe care Agenţia le va crea.

Divizia de izotopi — strînge şi difuzea ă informaţii privitoare la radioizotopi şi la alte surse de radiaţii, furnizează ţărilor membre asistenţă tehnică pentru încurajarea aplicării radioizotopilor, favorizează normalizarea şi standardizarea în acest domeniu.

Divizia reactoarelor — avizează statele membre asupra programelor acestora de construcţii de reactoare, examinează din punct de vedere tehnic cererile de ajutor prezentate de statele membre în ce priveşte reactoarele, încurajează executarea programelor de construcţii de reactoare, strînge şi difuzează informaţii asupra proiectării şi tehnologiei reactoarelor.

Divizia documentării ştiinţifice şi tehnice — strînge şi difuzează informaţii tehnice privitoare la utilizarea paşnică a energiei atomice, favorizează schimbul de asemenea informaţii între statele membre, organizează şi coordonează conferinţe internaţionale asupra utilizării paşnice a energiei atomice, pregăteşte şi publică rapoarte ştiinţifice speciale asupra lucrărilor acestor conferinţe, organizează o bibliotecă ştiinţifică.

Divizia schimburilor de mijloace de formare a specialiştilor — ajută statele membre să-şi pună la punct programe pentru formarea specialiştilor în vederea aplicării energiei atomice în scopuri paşnice, organizează schimburile de personal ştiinţific şi tehnic între statele membre, stabileşte şi dirijează programul de burse de perfecţionare ale Agenţiei.

Divizia garanţiilor — pune la punct principiile şi metodele Agenţiei în ce priveşte garanţiile, inclusiv modalităţile de depozitare şi inspecţie; întreprinde cercetări pentru punerea la punct a metodologiei garanţiilor şi încurajează cercetările de acest fel în ţările membre.

Divizia pentru sănătate şi securitate şi pentru eliminarea deşeurilor — stabileşte norme sanitare şi de securitate pentru a fi aplicate la lucrările executate sub auspiciile Agenţiei şi avizează proiectele Agenţiei din punct de vedere sanitar şi al securităţii; întreprinde studii relative la transportul internaţional al materiilor radioactive; întreprinde, favorizează şi coordonează cercetări relative la sănătate, securitate, eliminări de deşeuri.

Divizia furniturilor tehnice — avizează în chestiunile financiare sau de aprovizionare care se vor ridica prin punerea la dispoziţia Agenţiei de materiale, echipament tehnic, instalaţii etc; ia măsurile necesare pentru a primi de la ţările membre materialele, echipamentul tehnic, instalaţiile etc. puse la dispoziţia Agenţiei cum şi pentru a le preda ţărilor care primesc ajutor; dă informaţii şi avize ţărilor membre cu privire la furnizarea de materiale, echipament tehnic, instalaţii etc.

Divizia bugetului şi finanţelor — asigură serviciile bugetare şi financiare ale Agenţiei.

Divizia personalului — se ocupă de problemele de personal ale Agenţiei, cum şi cele care decurg din programul de schimburi şi de formare a specialiştilor.

Divizia serviciilor lingvistice — asigură serviciile lingvistice şi serviciile de documentare şi deservire a diferitelor şedinţe.

Divizia serviciilor generale — aprovizionare curentă, transporturi, înregistrare, telefoane etc.

Din înşiruirea serviciilor şi diviziilor care compun Agenţia se poate vedea mai concret cum este concepută activitatea Agenţiei, cel puţin în primii ani de activitate. În timpul primei Conferinţe generale, diferite delegaţii au declarat că pun la dispoziţia Agenţiei materiale fisionabile, servicii etc. În primul rînd, trebuie subliniat că Agenţia nu va duce lipsă de materiale fisionabile, cel puţin pentru perioada iniţială, întrucît cîteva delegaţii (U.R.S.S., S.U.A., Anglia, Portugalia) au oferit deja cantităţi suficiente de asemenea materiale.

Delegatul R. P. Romîne la Conferinţă, acad. HORIA HULUBEI a declarat că ţara noastră, interesată în folosirea pe scară cît mai largă a energiei atomice în scopuri paşnice, urmăreşte cu mare interes activitatea Agenţiei şi este gata să participe, în măsura posibilului, la acţiunile întreprinse de Agenţie. Astfel, R. P. Romînă va furniza informaţii asupra programului său de cercetări şi asupra rezultatelor obţinute, punînd la dispoziţia Agenţiei toate publicaţiile de specialitate. De asemenea, am oferit să acordăm asistenţă tehnică şi ştiinţifică ţărilor mai slab dezvoltate, am oferit, începînd din anul şcolar viitor, un număr de burse pentru studenţi străini la facultăţile noastre în specialităţile fizică nucleară, radio chimie şi tehnică nucleară, iar din anul 1960 am oferit să primim în laboratoarele noastre cercetători străini pentru schimb de experienţă. Tot începînd din 1960, vom putea pune la dispoziţia Agenţiei o parte din izotopii produşi la reactorul nostru, considerînd că pînă la acea dată aceşti izotopi vor fi necesari programului nostru intern de aplicaţii. În sfîrşit, R.P. Romînă este în principiu de acord să participe la programul internaţional de cercetări al Agenţiei şi să încheie contracte cu Agenţia, pentru efectuarea în laboratoarele sale a unor lucrări din programul Agenţiei.

Aşa cum a declarat acad. HORIA HULUBEI, mai departe, în activitatea Agenţiei sînt încă dificultăţi, însă întărind spiritul de colaborare care s-a manifestat pînă acum, Agenţia poate deveni un factor de colaborare internaţională, pentru binele omenirii; în acest spirit ţara noastră îşi va da contribuţia la lucrările Agenţiei.

LIONEL VAISMAN *)

Contribuţii la calculul sistemelor de telemecanică cu multe canale

CZ 621.316 : 621.398

În ultimul timp telemecanizarea instalaţiilor energetice a căpătat o răspîndire din ce în ce mai largă. Dintre soluţiile folosite în mod uzual, cele cu multe canale prezintă avantajele tehnice ale simplităţii, rapidităţii şi siguranţei mari în exploatare ; în schimb implică investiţii considerabile pentru realizarea canalelor de legătură. În cazurile în care numărul de obiecte telemecanizate este mic iar distanţa între punctul de comandă şi cel de execuţie redusă, sistemele cu multe canale prezintă şi avantaje economice faţă de cele cu un singur canal.

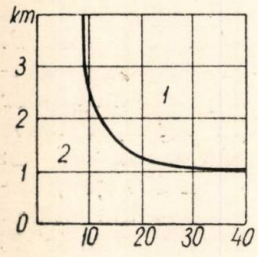


Fig. 1. Domeniul de utilizare a sistemelor de telecomandă cu multe (2) şi cu puţine (1) canale.

După date sovietice, domeniul în care sistemele cu multe canale sînt mai avantajoase decît celelalte sisteme este cel indicat în fig. 1. Ţinînd seamă că la noi în ţară nu se fabrică unele aparataje necesare pentru sistemele de telemecanizare cu canale puţine cum şi de lipsa personalului calificat în această direcţie, domeniul acesta se lărgeşte şi mai mult. La instalaţiile energetice din oraşe, folosirea complexă a cablului de legătură necesar telemecanizării şi pentru protecţie prin relee, telefonie, automatizări etc., permite reducerea relativă a investiţiilor şi, deci, creează de asemenea condiţii favorabile utilizării sistemelor cu multe canale. Tocmai datorită acestor considerente, în prezent la noi în ţară, asemenea scheme sînt executate sau în curs de execuţie pentru cîteva staţii electrice.

După cum este însă cunoscut, sistemele cu multe canale se caracterizează printr-un număr redus de fire de întoarcere, ceea ce antrenează variaţii largi ale căderilor de tensiune de-a lungul lor şi deci condiţii foarte diferite de funcţionare pentru toate releele din schemă. În cele ce urmează se va expune o metodă de calcul a acestor sisteme care simplifică mult lucrările de proiectare respective. Ea s-a elaborat cu aplicaţie la un sistem de telemecanizare cu multe căi, folosit mai frecvent la noi, însă principial este valabilă pentru orice alte sisteme.

*) Ing. L. VAISMAN este şeful secţiei de studii la Intreprinderea Electrodistribuţia Bucureşti

Schema analizată

Obiectul consideraţiilor de mai jos este schema de telemecanizare elaborată de Institutul de automatică şi telemecanică (IAT) din U.R.S.S. (fig. 2).

Schema foloseşte drept calităţi ale impulsului două amplitudini (pentru distincţia între comandă şi semnalizare) şi separarea circuitelor după polaritate (pentru definirea operaţiei).

Se utilizează două surse diferite de curent : continuu şi $n + 2$ conductoare, n fiind numărul de obiecte cu două poziţii telecomandate.

În stare normală cheile de la punctul de comandă sînt în corespondenţă cu poziţia întreruptoarelor respective de la punctul de execuţie. Pentru schema figurată, de exemplu, este străbătut de curent următorul circuit : minusul sursei I — contactul *CC*-1 al cheii — înfăşurarea releului de semnalizare *RS* — firul direct — înfăşurarea releului de comandă *RCD* — contactul normal deschis al întreruptorului *I*-1 — firul de întoarcere — plusul sursei I.

Releul *RS* este excitat şi prin contactul său *RS*-1, lampa de poziţie a întreruptorului arde cu lumină continuă. Curentul care trece prin releul de semnalizare este limitat de rezistenţa acestuia şi nu poate provoca acţionarea releului de comandă.

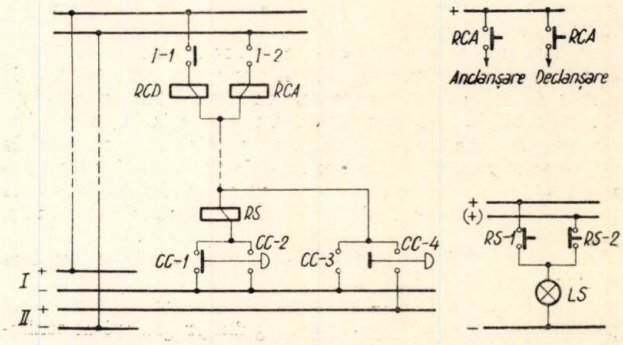


Fig. 2. Schema principială de telemecanică elaborată de IAT (U.R.S.S.) :

CC-cheie de comandă ; *RS* — releu de semnalizare ; *RCD-RCA* — relee de comandă a declanşării respectiv anclanşării ; *LS*-lampă de semnalizare.

La schimbarea intempestivă a poziţiei întreruptorului *I* (în cazul de faţă, la declanşare), se deschide contactul *I*-1 şi se închide *I*-2, care comută circuitul pe sursa II. În urma întreruperii curentului, se dezexcită releul *RS*, care pune în funcţiune semnalizarea acustică şi

optică (pîlpîirea lămpii de poziţie prin *RS*-2). Anularea semnalului se face prin aducerea în corespondenţă a cheii şi închiderea din nou a circuitului, alimentat de data aceasta de la sursa II.

Pentru declanşarea prin telecomandă a întreruptorului *I* se trece în prealabil cheia din poziţia iniţială descrisă mai sus, în cea „declanşat", ceea ce are ca urmare deschiderea circuitului releului *RS* şi semnalizarea respectivă, apoi prin contactul cheii *CC*-3 se dă comanda de declanşare propriu-zisă.

Cum circuitul astfel format : minusul sursei I — firul direct — releul de comandă *RCD* — contactul întreruptorului *I*-1 — firul de întoarcere — ocoleşte rezistenţa înfăşurării releului de semnalizare *RS*, curentul care apare este mult mai mare şi provoacă acţionarea releului *RCD* care prin contactul său comandă declanşarea întreruptorului.

După executarea comenzii contactul *I*-2 se închide şi prin excitarea din nou a releului *RS*, de la sursa II însă, semnalizează terminarea operaţiei.

Pentru simplificarea raţionamentelor din schemă s-au omis o serie de elemente de protecţie. Ele pot fi găsite în literatura de specialitate [1].

Consideraţii de calcul

Într-o situaţie dată, presupunînd că toate N obiectele telemecanizate sînt în funcţiune iar din ele n ocupă o poziţie şi N-n cealaltă poziţie, repartizarea circuitelor pe cele două surse este cea din fig. 3, *a*.

Schemele lor echivalente sînt arătate în fig. 3,*b* în care s-a notat cu : R_s — rezistenţa releului de semnalizare ; R_c — rezistenţa releului de comandă ; R_l — rezistenţa firului direct ; R_o — rezistenţa firului de întoarcere.

Curentul care străbate în stare normală un releu de semnalizare este :

$$I_{R_s} = \frac{1}{n} \frac{U}{R_0 + \frac{R_c + R_l + R_s}{n}} = \frac{1}{R_0} \frac{U}{n + a} \qquad (1)$$

în care

$$a = \frac{R_c + R_l + R_s}{R_0} .$$

Evident că acest curent va atinge o valoare maximă pentru $n = 1$, adică atunci cînd la o sursă este conectat un singur circuit şi pentru valoarea maximă de exploatare a tensiunii sursei (care se ia în calcul egală cu 1,15 U_{nom}).

$$I_{s\,max} = \frac{1}{R_0} \frac{U_{max}}{1 + a} \qquad (2)$$

şi una minimă pentru $n = N$, adică atunci cînd toate circuitele se conectează la o singură sursă iar tensiunea acesteia este minimă (0,85 U_{nom}).

$$I_{s\,min} = \frac{1}{R_0} \frac{U_{min}}{N + a} . \qquad (3)$$

Valoarea minimă a curentului este critică pentru siguranţa acţionării releelor de semnalizare iar cea maximă pentru solicitarea termică a înfăşurărilor lor.

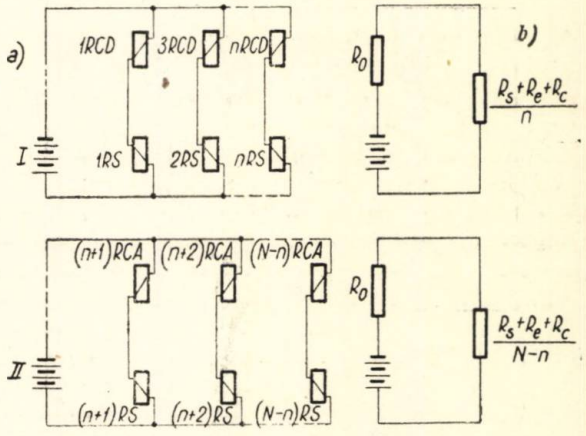


Fig. 3. Schema repartizării circuitelor de telemecanică pe cele două surse de alimentare : *a* — circuite fizice ; *b* — schema echivalentă.

Variaţia curentului de semnalizare, provocată de variaţia căderii de tensiune în firul de întoarcere în funcţie de numărul de circuite conectate la sursă, este ilustrată de curbele din fig. 4, trasate pentru $\frac{U}{R_0} = \text{const}$ şi diferite valori ale lui *a*.

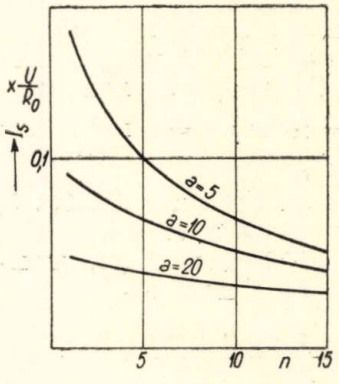


Fig. 4. Variaţia curentului prin releele de semnalizare în funcţie de numărul de circuite conectate.

Această variaţie este accentuată şi mai mult în momentele în care se execută comenzi, însoţite de creşterea curentului prin firul de întoarcere.

Dacă la sursă sînt conectate n circuite şi în m dintre acestea se dau comenzi, schema echivalentă de mai sus devine cea din fig. 5.

Din analiza schemei, după diferite simplificări, rezultă că releele de semnalizare sînt străbătute de un curent

$$I_s = \frac{1}{R_0} \frac{U}{n + mb + a} \qquad (4)$$

în care :

$$b = \frac{R_s}{R_c + R_l} .$$

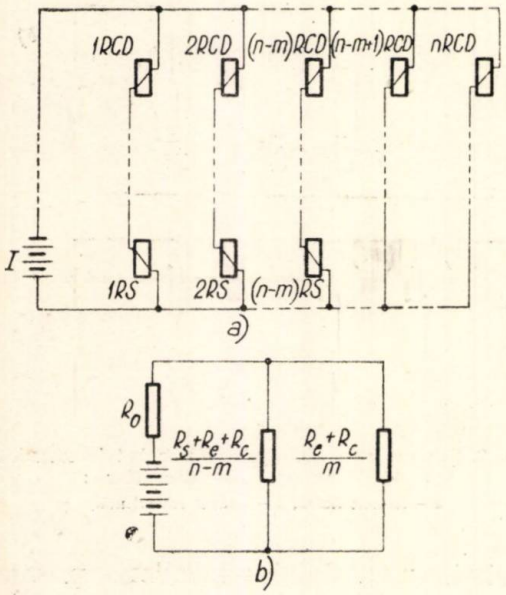


Fig. 5. Schema circuitelor de telemecanică conectate la o sursă de alimentare în care se dau m comenzi :
a – circuite fizice ; b – schema echivalentă.

După cum era de aşteptat, în această situaţie curentul care străbate releele de semnalizare scade şi mai mult ca şi cum la cele n circuite reale s-ar mai adăuga încă mb circuite noi.

În fig. 6 este arătată variaţia curentului de semnalizare în funcţie de numărul de obicte, pentru $\frac{U}{R_0} = \text{const}$; $b = \text{const}$ şi diferite valori ale lui m şi a.

Tot din analiza schemei din fig. 5, se poate obţine cu uşurinţă şi expresia curentului care străbate releele de comandă în momentul şuntării releului de semnalizare :

$$I_c = \frac{1}{R_0} \frac{U(1 + b)}{n + mb + a} = (1 + b) I_s . \qquad (5)$$

Deci, parametrul $b = \frac{R_s}{R_c + R_l}$ este cel hotărîtor pentru a desensibiliza releele de comandă faţă de curentul de semnalizare. El se alege, de obicei, mai mare decît 3.

Din relaţiile arătate rezultă şi complicaţia principală în dimensionarea unui sistem cu multe canale. Deoarece curentul I_s atinge valori minime este de dorit mărirea numărului de spire a releelor de semnalizare. Aceasta are însă drept urmare contradictorie mărirea rezistenţei R_s şi, deci, micşorarea curentului I_s. Pentru a evita căutarea soluţiei optime prin tatonări, se poate folosi următoarea metodă de alegere directă a releelor, bazată pe relaţii analitice :

Cu o oarecare aproximaţie se poate considera că numărul maxim de spire, bobinat pe un releu este :

$$w = \frac{F}{k_1 d_{iz}^2} \qquad (6)$$

în care : w este numărul de spire ; F — fereastra carcasei releului ; d_{iz} — diametrul exterior al conductorului izolat cu care este bobinat releul.

Pe de altă parte, rezistenţa înfăşurării acestui releu este :

$$R = k_2 \frac{w}{d^2} \qquad (7)$$

unde d este diametrul conductorului fără izolaţie.

Dacă se admite că $d_{iz} \cong d$, aproximaţie pe deplin acceptabilă pentru conductoarele izolate în email, folosite în mod curent la releele de telemecanizare, prin combinarea relaţiilor (6) şi (7), se obţine :

$$w = k \sqrt{R} . \qquad (8)$$

Această relaţie permite să se obţină o expresie pentru forţa magnetomotoare a releului funcţie

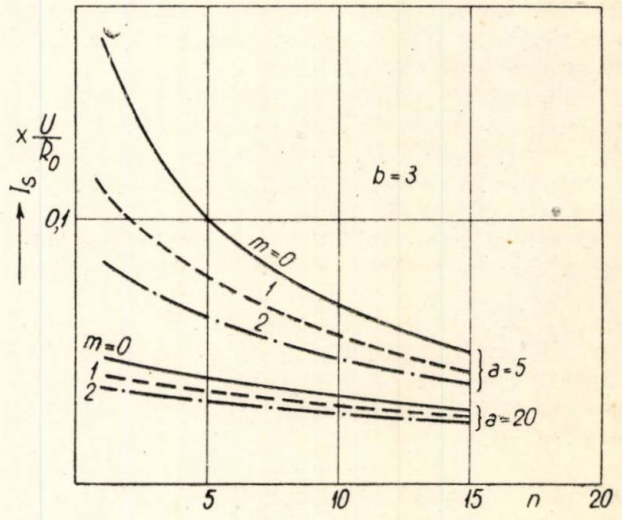


Fig. 6. Variaţia curentului prin releele de semnalizare în funcţie de numărul de circuite conectate şi de numărul de comenzi concomitente.

de rezistenţa lui şi care în situaţia cea mai defavorabilă va fi :

$$(w I_s)_{\min} = \frac{1}{R_0} \frac{KU\sqrt{R_s}}{n + mb + a} = \qquad (9)$$

$$= \frac{KU}{R_0} \cdot \frac{\sqrt{R_s}}{n + mb + \frac{R_s}{R_0}\left(1 + \frac{1}{b}\right)} .$$

Derivînd relaţia (9) faţă de variabila R_s şi egalînd cu zero se obţine valoarea lui R_s pentru care forţa magnetomotoare este maximă.

$$R_{s\,(w\,I_s)\,\to\,\max} = \frac{R_0\,(n + mb)}{1 + \dfrac{1}{b}}. \qquad (10)$$

În această expresie n şi R_o sînt cunoscute iar n nu depăşeşte practic valoarea 2, deoarece operatorul nu poate fizic să execute concomitent mai mult de două comenzi. După cum s-a mai arătat, valoarea lui b se alege din condiţiile

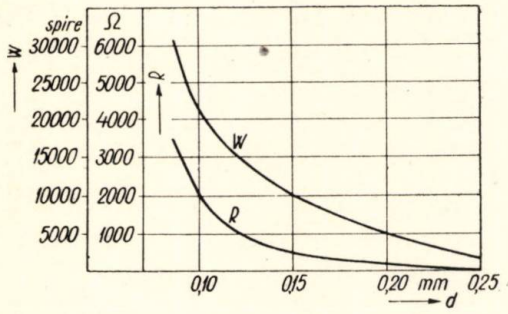


Fig. 7. Numărul de spire şi rezistenţa înfăşurării releelor telefonice în funcţie de diametrul conductorului folosit izolat în email

de selectivitate între semnalizare şi comandă. Căutînd să se studieze influenţa lui b asupra obţinerii forţei magnetomotoare maxime a releului, s-a introdus R_s din (10) în expresia (9) şi aceasta s-a derivat faţă de b. Egalînd derivata cu zero s-a obţinut că

$$b_{(w\,I_s)\,\max\,\to\,\max} = \sqrt{\frac{n}{m}}. \qquad (11)$$

Evident că la numărul de comenzi uzual întîlnite la sistemele cu multe canale ($n = 10 \ldots 15$) şi chiar presupunînd că nu se dau comenzi concomitente ($m = 1$), valoarea lui b determinată din (11) nu asigură selectivitatea. Depăşirea acestei valori a lui b influenţează însă destul de puţin valoarea maximă a forţei magnetomotoare.

Pe baza relaţiei (10) se poate deci uşor determina mărimea optimă a lui R_s. Cunoscînd acum caracteristicile $R = f(d)$ şi $w = f(d)$ (în care d este diametrul conductorului înfăşurării) pentru releele care se utilizează la telemecanizarea respectivă, se poate definitiva mărimea lui R_s. În fig. 7 sînt date aceste curbe pentru releele telefonice fabricate în ţară, bobinate manual.

Mai departe, cunoscînd forţa magnetomotoare necesară pentru acţionarea releului cu numărul de contacte necesare în schemă (tabela 1) şi adoptînd coeficientul de siguranţă dorit în regimul cel mai defavorabil, se poate determina $I_{s\,\min}$.

Tabela 1

Forţa magnetomotoare necesară pentru acţionarea releelor tehnice, în funcţie de numărul şi de tipul de contacte

Contacte													
	Normal deschise	1	—	—	1	1	—	2	—	—	3	—	2
	Normal închise	—	1	—	1	—	1	—	2	—	—	3	—
	Comutabile	—	—	1	—	1	1	—	—	2	—	—	1
	wI acţ.	75	75	100	100	130	125	120	120	135	150	140	170

Din aceasta se obţine tensiunea surselor de alimentare a schemei. Pentru releul de semnalizare ales se mai verifică stabilitatea termică la curentul maxim. După ce s-a ales releul de semnalizare, ştiind că $b = \dfrac{R_s}{R_l + R_c}$, se aleg în mod analog şi datele releului de comandă care se verifică la selectivitatea faţă de curentul de semnalizare maxim.

Concluzii

Admiţînd cu oarecare aproximaţie că numărul de spire al înfăşurării unui releu este proporţional cu radicalul rezistenţei lui, pentru orice schemă cu multe canale se poate exprima curentul de acţionare a releelor ca o funcţie de rezistenţa acestora. Căutînd maximul funcţiei respective se obţine soluţia optimă de dimensionare a releelor. Această metodă face posibilă alegerea directă a datelor releelor din schemele de telemecanică cu multe canale.

ANEXA

Exemplu de calcul

Fie o instalaţie de telemecanizare cu $N = 15$; $R_o = R_l = 60\ \Omega$; contacte necesare la releul de semnalizare: 1 normal închis şi 1 comutabil; contacte necesare la releul de comandă: 2 normal deschise. Alegem $m = 1$ şi $b = 5$.

$$R_{s\,\text{opt}} = \frac{60\,(15+5)}{1 + \dfrac{1}{5}} = \frac{1\,200}{1{,}2} = 1\,000\Omega.$$

Alegem din fig. 7 releul cu 950 Ω, 15 000 spire, $d = 0{,}12$ mm:

$$R_c = \frac{R_s}{b} - R_l = \frac{1\,000}{5} - 60 = 140\ \Omega.$$

Alegem releul cu $R_c = 140\Omega$; $w = 4\,500$ spire; $d = 0{,}20$mm. Din tabela 1 alegem forţa magnetomotoare necesară pentru

$R_s = 125$ Asp

$R_c = 120$ Asp.

Luînd coeficientul de siguranţă în situaţia cea mai defavorabilă $k_{sig} = 2$:

$$(wI_s)_{\min} = 2 \times 125 = 250 \quad \text{Asp}$$

$$I_{s\,\min} = \frac{250}{15\,000} = 16{,}7\ \text{mA}$$

$$a = \frac{R_s + R_l + R_c}{R_0} = \frac{950 + 60 + 140}{60} = 19{,}2$$

$$b = \frac{R_s}{R_l + R_c} = \frac{950}{140 + 60} = 4{,}75$$

$$U_{min} = i_{s\,min} R_0 (N + mb + a)$$

$$U_{min} = 16{,}7\ 10^{-3} \cdot 60(15 + 4{,}75 + 19{,}2) = 39\ V$$

Alegem $U_{nom} = 48$ V

Curentul maxim de semnalizare va fi :

$$I_{s\,max} = \frac{1{,}15\ U_{nom}}{R_0(1+a)} = \frac{1{,}15 \times 48}{60(1 + 19{,}2)} = 45{,}5\ mA$$

iar puterea disipată de înfăşurarea releului :

$$P = I^2_{s\,max} R_s = 45{,}5^2 \cdot 10^{-6} \cdot 950 = 2W < P_{adm}.$$

Curentul minim de comandă :

$$I_{c\,min} = (1 + b) I_{min} = (1 + 4{,}75) \frac{0{,}85 \times 48}{60(15 + 4{,}75 + 19{,}2)} =$$

$$= 100\ mA$$

este mult mai mare decît cel de semnalizare maxim :

$$I_{c\,min} = 100\ mA > I_{s\,max} = 45{,}5\ mA$$

Reglînd în mod corespunzător releul de comandă se poate asigura selectivitatea.

BIBLIOGRAFIE

[1] GORIAINOV, O. A. şi RAINES R. L. : *Telecomanda*, Gosenergoizdat, Moscova, 1954.
[2] SCIUKIN, B. K. : *Bazele tehnicii telecomenzii*, Gosenergoizdat, Moscova, 1945.

LEONIDA POPESCU *)

Reglarea automată a proceselor tehnologice din rafinăriile de petrol

CZ 665.5—53

În instalaţiile moderne din rafinăriile petrolifere şi petro-chimice, au survenit schimbări menite să ridice rentabilitatea acestora şi calitatea produselor obţinute. Aceste schimbări, la rîndul lor, au complicat într-o măsură considerabilă însăşi conducerea procesului tehnologic. S-au ivit procese industriale, a căror realizare s-a dovedit a fi posibilă numai pe baza unei reglări şi a unei conduceri automatizate. În aceste condiţii reglarea automată a instalaţiilor şi a proceselor tehnologice moderne, constituie o necesitate tehnică, iar dispozitivele de reglare automată formează o parte organică a utilajului de bază.

În prezent, înzestrarea cu aparate de măsură şi reglare automată, conform schemei tehnologice, se realizează după un proiect special al instalaţiei de aparate de control şi de automatizare. Prin natura lor procesele de prelucrare a ţiţeiului prezintă caracteristici care se pretează foarte bine la automatizare şi de care trebuie ţinut seama la întocmirea proiectului special de automatizare. Caracteristicile proceselor tehnologice moderne sînt următoarele :

continuitatea procesului tehnologic ;

viteze mari, complexitatea reacţiilor chimice ce au loc ;

marea sensibilitate a proceselor faţă de variaţiile regimului (temperatură, presiune, debit etc) ;

productivitatea mare a proceselor ;

potenţiale calorice înalte (tensiune calorică diferenţă de temperatură etc) ;

gama mare a temperaturilor şi a presiunilor folosite ;

condiţii corosive, toxicitate şi mare pericol de incendiu şi explozii.

Aceste caracteristici au impus cerinţe mari în ce priveşte înzestrarea acestor instalaţii cu mijloace de control şi reglare automată. Cu toate acestea, se poate afirma că dintre toate procesele tehnologice continue existente astăzi, rafinarea ţiţeiului este probabil procesul cel mai complet automatizat.

Instalaţiile de prelucrare a ţiţeiului sînt diferite, ele putîndu-se clasifica după scopul lor. Astfel sînt instalaţiile de distilare atmosferică (D.A), care separă din ţiţei (amestec complex de hidrocarburi cu puncte de fierbere diferite) printr-o primă distilare, fracţiuni ce conţin hidrocarburi ale căror puncte de fierbere poate fi de maxim 380°C. Dacă la distilarea ţiţeiului parafinos temperatura produsului din cuptorul tubular depăşeşte 360°C, se descompun o parte din componenţii păcurii (reziduu) ceea ce se constată prin mărirea conţinutului de gudron al păcurii şi prin colorarea uleiurilor. Distilarea anumitor fracţiuni grele ale ţiţeiului, şi anume a celor care sînt cuprinse în păcuri şi din care se fabrică uleiurile de uns, pentru a evita degradarea lor calitativă, trebuie să se facă la temperaturi mai joase decît punctul lor de fierbere, în care scop fracţionarea se face în vid în instalaţiile numite de distilare în vid.

*) Ing. L. POPESCU este inginer la Întreprinderea de reparaţii şi montaj pentru aparatura de măsură şi control, Ploeşti.

În scopul obţinerii unei cantităţi de produse albe, cît mai mari, se supun cracării fracţiile grele de ţiţei, care reprezintă amestecuri complexe de numeroşi indivizi chimici, ale căror structuri şi proporţii nu sînt cunoscute. În general, se disting două clase mari de procedee după condiţiile în care se produc fenomenele: cracare la presiuni înalte (25—55 at) şi temperaturi moderate (440°C—540°C) şi cracare în fază vapori cînd temperaturile sînt înalte (600°C—640°C) şi presiunile joase (0,5—2 at).

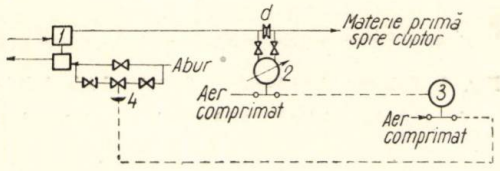


Fig. 1. Schema de reglare automată a debitului unei pompe cu piston:

1 — pompă cu piston; *2* — manometru diferenţial (debitmetru) aparat primar sau impulsator pneumatic cu indicarea debitului, este aşezat lîngă locul de măsurare; *3* — aparat receptor sau secundar înregistrator şi regulator de debit cu transmisie pneumatică, este aşezat în camera aparatelor de control; *4* — organ de execuţie, ventil regulator cu membrană de cauciuc, este aşezat pe conducta de abur ce alimentează pompa; *d* — diafragma cu cameră de măsură.

Deoarece însuşi ţiţeiul cît şi fracţiunile lui sînt de mai multe feluri, instalaţiile de prelucrare a acestora se proiectează şi se construiesc cu o mare flexibilitate, pentru a putea face alternativ mai multe operaţii. Astfel, instalaţia de distilat ţiţei asfaltos a cărui încălzire în cuptor se face la temperatura de 300°C, se dimensionează în aşa fel, încît să poată distila şi ţiţei parafinos a cărui încălzire în cuptor se face la temperatură mai mare (340°C).

Cu toată diversitatea instalaţiilor tehnologice de prelucrare a ţiţeiului şi cu toate deosebirile constructive, aparatele şi utilajele folosite de aceste instalaţii pot fi grupate, din punctul de vedere al caracterului proceselor şi al destinaţiei, în grupe relativ mici, care sînt în acelaşi timp şi grupele obiectelor de reglat. Acestea sînt:

1. pompe cu piston, centrifuge şi rotative, compresoare cu piston, suflante, aspiratoare etc.;
2. încălzitoare cu foc: cuptoare tubulare, focare sub presiune şi încălzitoare fără foc: schimbătoare, fierbătoare, frigorifere;
3. coloane de rectificare, evaporare, absorbţie, reacţie separatoare, de gaze etc.;
4. rezervoare, vase cilindrice şi gazometre;
5. puncte şi staţii de distribuţia gazelor;
6. conducte principale de apă, abur, gaze, aer, materie primă etc.;
7. sisteme de alimentare cu aer comprimat, a instalaţiilor de control şi automatizare.

Pentru exemplificare se prezintă cîteva sisteme de reglare automată (S.R.A) a acestor obiecte enumerate. Să presupunem că materia primă (ţiţeiul) este împins în ţevile cuptorului cu ajutorul unei pompe cu piston. Deoarece se impune ca o condiţie obligatorie menţinerea temperaturii constante a produsului la ieşire din cuptor (pe conducta de transfer), aceasta implică ca şi cantitatea de materie primă ce intră în cuptor, deci debitul pompei de împingere a acesteia să fie constant. Menţinerea debitului constant al unei pompe cu piston se face după schiţa din fig. 1.

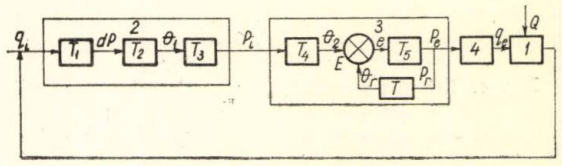


Fig. 2. Schema structurală a S.R.A. a debitului unei pompe cu piston:

1 — ob'ect de reglat — pompă cu piston; *2* — aparat primar-impulsator compus din: T_1 — traductor ce transformă variaţiile mărimii q_i (debit) în variaţii ale mărimii dP (presiune diferenţială) (în cazul nostru este o diafragmă cu cameră), T_2 — traductor ce transformă variaţiile lui dP în variaţii de unghi θ_1 ale clapetei în faţa duzei (este compus dintr-un sistem de pîrghii), T_3 — traductor ce transformă variaţiile de unghi θ_1 în variaţii de presiune ale impulsului P_i (este o duză de aer comprimat); *3* — aparat regulator compus din: T_4 — traductor ce transformă variaţiile presiunii de impuls P_i în variaţii de unghi θ_2 descris de clapetă în faţa duzei, E — detector de eroare (compară mărimea impulsată trasdusă sub forma unghiului θ_2 cu mărimea de reacţie, tradusă de către traductorul T tot sub formă de unghi θ_r, T_5 — traductor ce transformă unghiul eroare în presiune de aer ce se exercită asupra membranei regulator (este tot o duză); *4* — organ de execuţie-ventil regulator cu membrană; q_i — mărimea de intrare sau de comandă (în cazul nostru este debitul pompei la un moment dat); P_i — mărimea ce comandă aparatul regulator şi este impulsată de aparatul primar (este o presiune de aer comprimat); P_e — mărimea ce acţionează organul de execuţie (este tot o presiune de aer comprimat); P_r — mărimea reacţiei elastice (este o presiune ce se transformă în unghiul θ_r de către traductorul T; e — eroare ($e = \theta_2 - \theta_r$); Q — mărimea perturbatoare.

Schema structurală sau schema bloc a acestui S.R.A. este prezentată în fig. 2.

Menţionăm că la pompele centrifuge acţionate de motoare electrice reglarea debitului se face după aceeaşi schemă, cu singura deosebire că organul de execuţie, adică ventilul regulator, este aşezat pe conducta de refulare a pompei. Aceasta duce la o pierdere de energie prin strangularea debitului pompei, deoarece motorul ce acţionează pompa furnizează aceeaşi energie chiar şi în acest caz al micşorării debitului.

Din a doua categorie a obiectelor de reglat se exemplifică S.R.A. a temperaturii produsului la ieşirea dintr-un cuptor tubular. Admiţînd

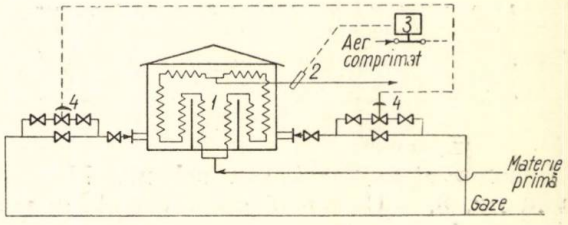


Fig. 3. Reglarea automată a temperaturii produsului ce iese din cuptor:

1 — cuptor tubular, de la o instalaţie de distilare atmosferică; *2* — termocuplu; *3* — regulator de temperatură; *4* — ventile regulatoare.

că debitul de materie primă ce intră în cuptor este absolut constant (aceasta obţinîndu-se cu ajutorul unui S.R.A. menţionat anterior), temperatura produsului ce iese din cuptoare se va

menţine constantă (la valoarea indicată de procesul tehnologic), acţionînd asupra cantităţii gazelor de ardere ce alimentează injectoarele cuptorului. O astfel de reglare se face ca în fig. 3.

Schema structurală sau bloc a acestui sistem de reglare automată va fi ca în fig. 4.

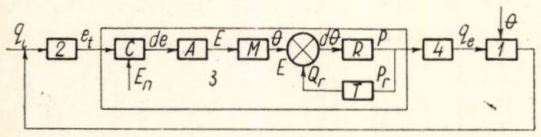


Fig. 4. Schema structurală a S.R.A. a temperaturii produsului la ieşire din cuptor:

1 — obiect de reglat-cuptor tubular; *2* — traductor-termocuplu; *3* — aparat regulator de temperatură compus din următoarele loturi: *C* — element de comparaţie este o punte electrică alimentată de o forţă electromotoare cu valoare constantă (E_n), *A* — amplificator electronic de tensiune şi putere, *M* — servomotor, (motoraş electric ce are o sensibilitate de pornire de 5 V, are rol de traductor) *R* — regulator pneumatic propriu-zis; *4* — organ de execuţie ventil regulator cu membrană; q_i — mărimea de intrare sau de comandă în acest caz este temperatura produsului ce iese din cuptor (pe conducta de transfer); e_t — forţa termoelectromotoare dată de termocuplu pentru temperatura respectivă; E_n — mărimea de comparaţie este forţa electromotoare dată de pila electrică ce alimentează puntea de măsură (1,1 V), de — forţa electromotoare de comandă; θ_r — mărimea de reacţie; $d\theta$ — eroarea ($d\theta = \theta - \theta_r$); E — tensiunea electrică ce iese din amplificatorul electronic; θ — lucru mecanic făcut de motorasul electric — deplasare ungbiulară; P — presiunea ce iese din regulatorul pneumatic şi se transmite asupra membranei ventilului regulator (variază de la 0,1 la 1 at); q_e — mărimea de ieşire sau mărimea comandată a sistemului care în cazul acesta este debitul de gaze necesar arderii în focarul cuptorului pentru a menţine temperatura de transfer la valoarea dorită; Q — mărimea perturbatoare.

O altă categorie a obiectelor de reglat este şi cea a coloanelor şi a rezervoarelor. La acestea, unul din parametri care necesită un reglaj este nivelul. Unele vase sînt ermetice, deoarece este necesar ca lichidul din interior să aibă o presiune de vapori mai mare ca cea atmosferică. În acest caz apare evident că pentru a cunoaşte valoarea nivelului, la un moment dat, este necesar un aparat de măsură.

Schema după care se face reglarea automată a nivelului într-un vas este prezentată în fig. 5.

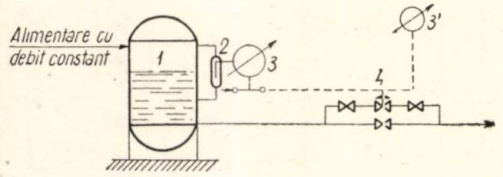


Fig. 5. Reglarea automată a nivelului:

1 — vas vertical (coloana) cu lichid; *2* — aparat de măsurat nivelul compus din flotor şi pîrghii de transmisie; *3* — aparat regulator de nivel pneumatic care se aşază lîngă coloană; *3'* — indicator de nivel (manometru) care se montează pe panou în casa aparatelor de control; *4* — ventil regulator cu membrană, este aşezat pe conducta de evaporare a produsului din vas.

Schema structurală sau schema bloc este ca în fig. 6. Cercetînd acest S.R.A. al nivelului, se observă că se poate menţine o valoare constantă a nivelului, numai dacă alimentarea vasului cu lichid este constantă, deci pe conducta respectivă trebuie prevăzut un S.R.A. al debitului, schimbarea nivelului făcîndu-se în urma variaţiilor presiunii din vas, temperaturii sau compoziţiei chimice.

De multe ori, aceste două sisteme de reglare automată, adică cel de reglare al debitului produsului ce intră în vas şi cel de reglare a nivelului, se combină între ele dînd un S.R.A. al debitului şi nivelului în acelaşi timp, ca în fig. 7.

Schema structurală a acestui S.R.A. este prezentată în fig. 8.

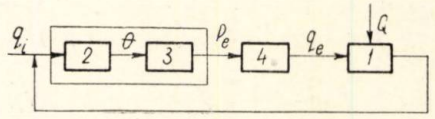


Fig. 6. Schema structurală a S.R.A. al nivelului:

1 — obiect de reglat nivelul într-un vas; *2* — traductor — aparat de măsurat nivelul ce transformă variaţii de nivel în variaţii de unghi ale clapetei în faţa duzei; *3* — aparat pneumatic regulator de debit de tip proporţional fără legătură inversă elastică (izodrom); *4* — organ de execuţie — ventil regulator cu membrană; q_i — mărimea de intrare sau de comandă care în acest caz este nivelul într-un vas; θ — unghiul de rotaţie a paletei în faţa duzei de aer ce corespunde unei anumite valori a lui q_i; P_e — presiunea aerului comprimat ce se transmite pe membrana ventilului regulator; q_e — mărimea de ieşire sau comandă, din sistem, care în cazul acesta este debitul de lichid ce se scurge din vasul al cărui nivel îl reglăm; Q — mărimea perturbatoare.

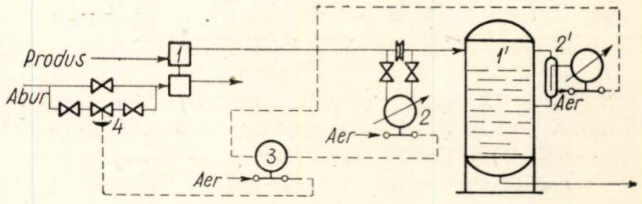


Fig. 7. Reglarea automată a nivelului şi debitului de alimentare:

1,1' — vasul al cărui nivel se reglează şi pompa de alimentare; *2,2'* — traductoare, în acest caz sînt două: unul transformă variaţiile de nivel şi altul variaţiile de debit, în variaţii de presiune a aerului comprimat, adică, unul este manometru diferenţial şi altul aparat de nivel; *3* — aparatul regulator cu teletransmisie pneumatică care este aşezat în camera aparatelor de control; acest aparat primeşte două impulsuri, un impuls de la traductorul de nivel care acţionează asupra acului de control sau indexului aparatului regulator, iar al doilea impuls îl primeşte de la traductorul de debit şi el acţionează asupra peniţei înregistratoare (de menţionat este faptul că la celelalte regulatoare mişcarea indexului se făcea manual, făcîndu-se la început pe valoarea la care se dorea să se regleze parametrul respectiv); 4 — ventil regulator cu membrană.

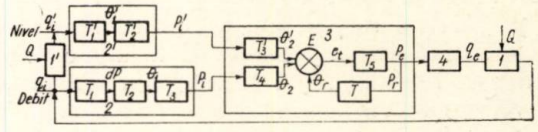


Fig. 8. Schema structurală a S.R.A. al nivelului şi debitului produsului de alimentare:

1,1' — obiecte de reglat; *2,2'* — traductoare; *3* — aparatul regulator de debit; *4* — organ de execuţie; q_i — mărimea de intrare şi anume debitul pompei de alimentare a vasului căruia îi reglăm nivelul; q_i — mărimea de intrare — nivelul din vas; p_i — prima mărime de comandă care este presiunea aerului ce rezultă prin transformarea debitului de către traductorul respectiv; p_i' — a doua mărime de comandă ce se manifestă tot sub forma unei presiuni de aer rezultată prin traducerea nivelului; e_t — eroarea ce poate avea valoarea $e = e^{\pm}$, unde $e = \theta_2 - \theta_r$; $e' = \theta'_2 - \theta_r$; θ_r — mărimea de reacţie; p_e — presiunea de aer ce iese din aparatul regulator şi se transmite asupra membranei ventilului regulator; q_e — mărimea de ieşire a sistemului care în acest caz este debitul de abur ce alimentează pompa ce introduce sau scoate produs din vas.

Acest S.R.A. al nivelului din vas dă posibilitatea ca atunci cînd apar variaţii ale debitului produsului ce iese din vas, ele să fie urmărite de către debitul produsului ce intră în vas, astfel încît nivelul să rămînă la valoarea constantă, făcînd astfel ca sistemul să aibă un statism care să tindă către zero, adică să fie astatic. Studiul procesului tranzitoriu al acestui S.R.A. poate constitui subiectul unui

alt articol. Menţionăm, doar, că atunci cînd nu există reglare, nivelul spre deosebire de alţi parametri, are proprietatea ca, atunci cînd alimentarea a crescut cu o valoare şi s-a stabilizat, nivelul continuă să crească, dacă evacuarea este constantă.

Este posibil şi un S.R.A. invers, adică regulatorul de debit să acţioneze asupra cantităţi de produs ce iese din vas făcînd ca aceasta să urmărească variaţia debitului produsului ce alimentează vasul astfel încît nivelul să rămînă constant.

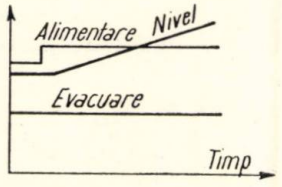


Fig. 9. Variaţia nivelului atunci cînd nu este reglat.

În S.R.A. întrebuinţate în instalaţiile tehnologice din rafinăriile de petrol, se mai găsesc şi anumite relee de protecţie care intervin atunci cînd parametrul, datorită unor perturbaţii prea mari, a depăşit o valoare periculoasă. În acest caz releele scot din circuit sau introduc, după cum este necesar, anumite servomecanisme. Aceste relee ce se întrebuinţează curent pot fi : electrice, pneumatice sau electropneumatice.

Datorită acestor S.R.A. prezentate prin schemele lor structurale, care există în rafinăriile petrolifere, omul a fost scutit de sarcina grea de a menţine parametrul la o valoare constantă, acţionînd diferite ventile ; el a fost avansat la o muncă superioară. Rolul lui este acum de a supraveghea o mulţime de aparate de reglaj, ceea ce impune o cunoaştere generală mai completă a procesului. O dată cu adaptarea pe scară largă a automatizării şi a camerelor de reglaj centralizat, una dintre sarcinile curente principale ale operatorului este urmărirea evidenţelor grafice şi apariţia eventualelor defecţiuni. Această urmărire a diagramelor şi citirea lor din timp în timp, este o misiune importantă ce-i revine operatorului tehnolog, deoarece o instalaţie tehnologică de prelucrare a ţiţeiului este din punctul de vedere al reglării automate, o înlănţuire de S.R.A. Dereglarea unuia din aceste sisteme poate duce la perturbarea celorlalte sisteme. Astfel, apariţia unei perturbări în alimentarea cu materie primă a unui cuptor dintr-o instalaţie de distilare atmosferică, perturbare care nu a putut fi anulată într-un timp de răspuns bine determinat, de către sistemul de reglare respectiv (cel prezentat în fig. 1 şi 2), duce la dezechilibrarea S.R.A. a temperaturii produsului ce iese din cuptor (cel prezentat în fig. 3 şi 4). Dacă nici aici nu a fost anulată perturbarea, ea se transmite mai departe la celălalt obiect de reglat — coloana de fracţionare — unde poate dezechilibra S.R.A. al nivelului (cel prezentat în fig. 5 şi 6) şi celelalte sisteme de reglare automată. Dependenţa dintre sistemele de reglare automată ale unei instalaţii tehnologice, impune ca regimul tranzitoriu să se desfăşoare după o diagramă care să respecte, afară de condiţia de stabilitate şi anumite condiţii de calitate (timp de amortizare suprareglaj, eroare etc.). Valoarea acestora trebuie calculată astfel, încît să nu permită transmiterea perturbării de la un sistem de reglare automată, la celelalte sisteme de reglare automată, următoare.

Dacă aceste sisteme de reglare automată cu schemele structurale prezentate şi cu condiţiile de reglaj menţionate sînt realizate, totuşi ele nu pot fi, de multe ori, satisfăcătoare deoarece cu timpul anumite cauze inerente afectează constantele de timp ale ecuaţiilor diferenţiale ce caracterizează procesele tranzitorii ale diferitelor sisteme de reglare automată din instalaţia respectivă. Acestea impun ca la anumite intervale de timp să se acţioneze asupra factorului de amplificare şi timpului izodromului, ale regulatoarelor, prin manevrarea butoanelor respective. Rezolvarea acestei deficienţe se va face cu succes prin proiectarea unor sisteme de reglare automată care să se autoregleze. Privind în viitor prin prisma progresului realizat de perioada actuală în domeniul proceselor tehnologice caracteristice prelucrării şi chimizării ţiţeiului, se impun patru tendinţe principale din punctul de vedere al automatizării, şi anume :

1. reducerea punctelor de intervenţie a omului în reglajul procesului ;

2. inventarea unor noi dispozitive de măsurat care determină mai complet compoziţia produsului ;

3. perfecţionarea continuă a utilajului adoptat ;

4. reglajul prin maşini de calculat.

Această ultimă tendinţă se va putea dezvolta pe baza procesului realizat cu cele trei tendinţe, ea începînd să se cristalizeze chiar în prezent, rămînînd însă ca operă a viitorului. Pentru a exemplifica aceasta, examinăm cîteva posibilităţi de dezvoltare a acestei ultime tendinţe şi avantajele ce le aduce.

Reglajul cu ajutorul maşinilor de calculat permite optimalizarea, adică autoreglarea însăşi a S.R.A. complexe. Regulatoarele folosite, de tip proporţional sau cu legătură inversă elastică (izodrome) pot fi optime numai pentru anumite condiţii, însă s-ar putea ca să fie schimbate, pentru diferite cazuri. În cazul unui sistem de citire a diagramelor şi de prelucrare automată a datelor, cu ajutorul unei maşini de calculat, s-ar putea face studii dinamice care să arate momentul corect pentru schimbarea funcţionării şi măsura în care trebuie făcută schimbarea. Ca de exemplu, S.R.A. a temperaturii produsului ce iese dintr-un cuptor tubular, care a fost prezentat în fig. 3 şi 4, pentru studiul funcţiei de transfer comportă rezolvarea unui sistem de 7 ecuaţii diferenţiale.

Studiul făcut asupra acestui sistem chiar cu ajutorul celui mai avansat instrument matematic este foarte greoi și aproximativ. Numai pentru anumite valori ale constantelor ce intervin în sistemul de ecuații, S.R.A. va prezenta maxim de rezervă de stabilitate, iar amortizarea perturbării se va face în timpul cerut de procesul tehnologic. Regulatoarele folosite permit ca prin manevrarea celor două butoane ce le posedă, adică acela al timpului izodromului și acela al zonei de reglaj (factor de amplificare) să facă ca S.R.A. să fie stabil. Dar cu timpul în mod inevitabil sistemul încetează a fi stabil deoarece constantele de timp ce intervin în ecuațiile diferențiale, în special ale obiectului de reglat (cuptorul tubular) se schimbă. Astfel, referindu-ne la S.R.A. menționat, constantele de timp ale acestui sistem sînt în funcție de factorii : — cantitatea de amestec de gaze ce se găsește la un moment dat în cuptor ; — cantitatea de gaze arse ce se pierd la coș și de căldura ce se pierde prin pereții cuptorului, adică de randamentul termic al lui ; — cantitatea de combustibil și puterea lui calorifică ; — căldura specifică a produsului ce se încălzește ; — coeficientul de transmisie a căldurii prin cuptor, prin țeavă și prin produsul ce se încălzește ; — dimensiunile țevilor ce formează serpentina cuptorului ; — capacitatea termică a termocuplului ; — felul termocuplului și suprafața lui ; — tipul aparatului regulator întrebuințat ; — frecvența proprie de oscilație a elementelor membrană și resort ale ventilului regulator.

Cu timpul unii din acești factori ca : randamentul termic al cuptorului, coeficientul de transmisie a căldurii prin cuptor, țeavă și produs, se schimbă datorită faptului că zidăria cuptorului se uzează, pierderile de căldură prin pereți și la coș cresc, de asemenea pe țevi se depune cocs sau impurități. În aceste condiții, uneori, sistemul de reglare automat încetează de a mai fi stabil. În acest caz va trebui să se acționeze din nou asupra butoanelor de reglare ale aparatului regulator, deci sarcina S.R.A. trebuie din nou acordată cu sarcina obiectului de reglat, operație care uneori durează mult timp și necesită chiar oprirea instalației tehnologice, atunci cînd se face manual.

Mașina de calcul poate interveni destul de bine și în alte împrejurări. Pentru aceasta ne vom ocupa de o altă verigă umană cu acțiune lentă, și anume de laborator, care într-o rafinărie, are menirea de a veghea continuu asupra calității produselor prin analizele dese ce le face. Analiza de laborator a devenit mult mai rapidă în cursul ultimilor ani, însă constituie încă o întîrziere neadmisibilă pentru a putea

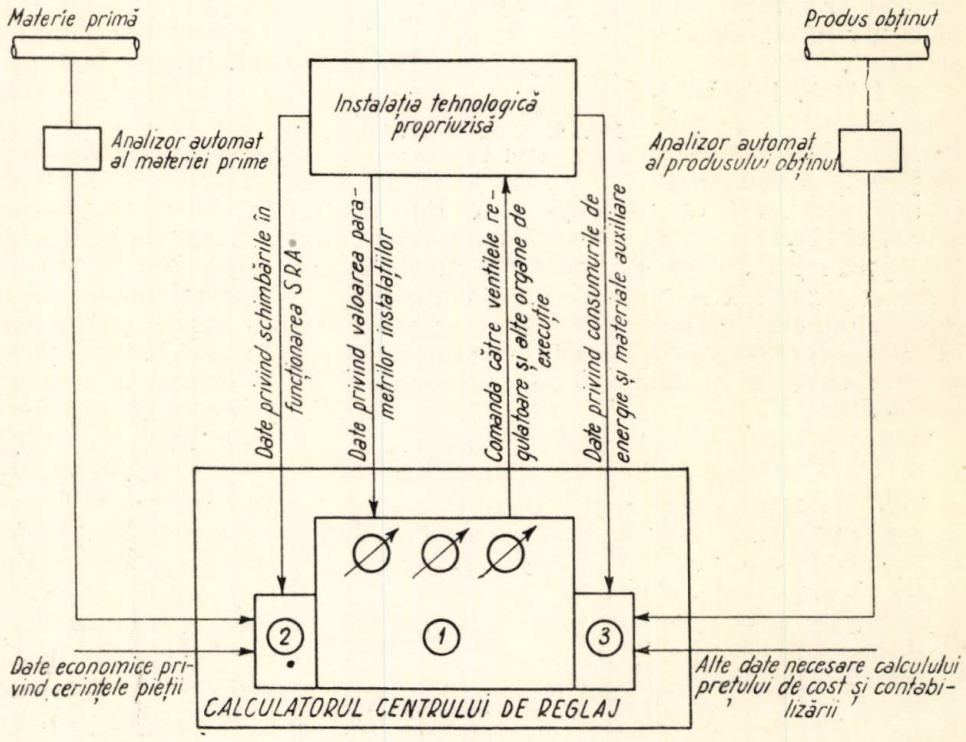


Fig. 10. Reprezentarea schematică a reglajului centralizat, tip mașină de calculat, pentru un proces tehnologic continuu de prelucrare a țițeiului.

fi folosită ca bază de reglaj. Trebuie introduse pe scară largă în exploatare aparatele spectrografice. Analizoarele de compoziție ca, de exemplu, spectrometrele cu radiații infraroșii, ultraviolete, spectrometrele de masă și refractrometrele, dau rapid și automat date privind calitatea produselor. Dezvoltarea analizelor continue și automate pentru fluxurile de materiale este esențială pentru realizarea țelului nostru. Analiza continuă a materialului alimentat, aduce avantajul că am putea obține o formă de reglaj cu anticipație. Variațiile compoziției materialului alimentat ar putea indica noi puncte de reglaj pentru tipurile actuale de reglaj. Modificările necesare ar putea fi făcute în momentul corespunzător, determinat de aparatajul de prelucrare a datelor. Optimalizarea ar putea fi realizată prin calcularea noilor reglaje ale aparatelor, a caracteristicilor de reacție și a vitezelor de desfășurare a procesului, de către aceeași mașină de calcul.

Mai mult încă, tot maşina de calcul poate să lucreze şi în secţia de vînzări, contabilitate şi inventar. În urma datelor ce le va primi de la laborator care îi va furniza toţi indicii de calitate a produselor obţinute, a datelor privitoare la consumurile specifice de energie şi ale materialelor auxiliare, cum şi a altor date, maşina de calculat va da direct preţul de cost al produselor şi va arăta rentabilitatea instalaţiei.

Pentru a mări eficienţa proceselor tehnologice de prelucrare şi chimizare a ţiţeiului, ca o consecinţă logică a cerinţelor tehnicii actuale, sînt necesare circuite de reglaj care să fie ele îmbunătăţite, şi anume trebuie ca aceste circuite să prezinte o durată de răspuns cît mai mică; ele să transmită datele recepţionate către calculatorul automat, aproape instantaneu. Deoarece instalaţiile devin din ce în ce mai mari ca aspect fizic, cerinţele de reglaj pneumatic, în anumite cazuri, nu vor mai fi compatibile, ele trebuind să fie adaptate mecanismelor electronice. Considerînd că este posibilă realizarea reglajului centralizat de tipul maşinii de calculat, rafinăria de petrol viitoare ar arăta ca schiţa din fig. 10.

Din această figură se observă că, calculatorul centrului de reglaj va cuprinde trei mari loturi şi anume:

1) panoul cu aparate măsură şi control;

2) maşina de calculat care va fi capabilă să prelucreze cele trei sorturi de date, ce le primeşte şi va regla apoi aparatele regulatoare de pe panoul 1 la valorile rezultate din calcul astfel, încît S.R.A. să satisfacă cerinţele de stabilitate, timp de amortizare (timp de răspuns), suprareglaj, eroare, frecvenţă de oscilaţie etc.;

3) maşina de calculat ce va fi capabilă să prelucreze datele indicate în figură, arătînd astfel dacă instalaţia tehnologică satisface cerinţele pieţii.

În felul acesta, în industriile care folosesc procesele tehnologice continue se va putea formula un plan de prelucrare după care se va pune instalaţia în funcţiune şi o vom trece apoi sub comanda aparatajului de reglat, tip maşina de calculat, care va analiza şi compara eventualele date ce apar (perturbaţii) cu planul iniţial de prelucrare programat şi va face modificările necesare pentru menţinerea planului corect.

Într-adevăr, astăzi sîntem dezavantajaţi de faptul că cunoştinţele noastre cu privire la constantele de timp ale procesului de reglare sînt destul de reduse, în special ale obiectelor de reglare, care de multe ori sînt construcţii termotehnice ce prezintă procese tranzitorii foarte complicate. Cu toate acestea se poate întrevedea, ca fiind posibilă realizarea unor instalaţii tehnologice cu procese continue, automatizate pînă în stadiul de optimalizare, atît de necesară progresului şi construirii noii societăţi.

BIBLIOGRAFIE

[1] DEBIE, N. C.: *Tehnologia ţiţeiului*, Ed. Tehnică, Bucureşti 1951

[2] GHINZBURG, S. A., LEHTMAN, T. I. şi MALOV, V. S.: *Bazele automaticii şi telemecanicii*, Ed. Energetică de Stat, Bucureşti, 1956.

[3] VAZACA, CHR., IANCULESCU, GH.: *Principii fundamentale în proiectarea servomecanismelor*, Electrotehnica, 3(1955) 10, p. 429—445.

[4] ANDERS, V. P. şi PANTAEV, N. F.: *Avtomaticeskoe regulirovanie profesov pereabotki nefti*, Moscova, 1954.

[5] ASTAKOV, V.A.: *Proiektirovanie i montaj ustanovok controlia i avtomatiki v nefte gaz, operabatlvainşeei promişlinnosti*, Gostoptehizdat, Moscova-Leningrad, 1952.

[6] GALLAGHER, G. G. şi ROBINSON, R. A.: *Tendinţe în automatizarea proceselor tehnologice*, Instruments and Automation (1956)2.

FLORIN STĂNCIULESCU*)

Predeterminarea caracteristicilor de ieşire şi intrare–ieşire a amplificatoarelor magnetice cu sarcină complexă

CZ 621.375.3.012

Una dintre problemele esenţiale în studiul schemelor automate de reglaj cu amplificatoare magnetice o constituie determinarea caracteristicii de ieşire şi intrare-ieşire a amplificatoarelor [1] [2]. Este vorba, în esenţă, de a găsi relaţia şi implicit locul geometric, care leagă curentul în sarcină de inducţia în miez şi curentul în sarcină de curentul de comandă [3] [4].

Lucrarea de faţă tratează problema determinării caracteristicilor generale ale amplificatoarelor magnetice în ipoteza unei sarcini a cărei inductanţă şi capacitate nu mai este nici zero şi nici neglijabilă, aşa cum se presupune în cele mai multe lucrări [1], [2], [3].

S-a dedus ecuaţia locului geometric al curentului de sarcină maxim în funcţie de inducţia maximă în miezul amplificatorului. De asemenea s-a dedus şi caracteristica curentului de sarcină în funcţie de curentul de comandă, însă printr-o metodă grafico-analitică şi aceasta din cauza necesităţii cunoaşterii familiei de curbe: $\mathcal{B}_\sim = f(\mathcal{H}_\sim)$ pentru diverse cîmpuri de magnetizare suplimentară $\mathcal{H}_c$.

*) Ing. F. STĂNCIULESCU este cercetător la Institutul de cercetări electrotehnice.

Aceste deducţii permit construcţia, cu o precizie remarcabilă a caracteristicilor $\mathfrak{B}_a = f(\mathcal{J}_s)$ şi $\mathcal{J}_s = f(\mathcal{J}_c)$, înainte ca amplificatorul însuşi să fie construit. Caracteristicile amplificatoarelor magnetice cu sarcină reactivă pot fi deci predeterminate prin calcul.

Datorită aplicaţiilor din ce în ce mai numeroase ale amplificatoarelor magnetice [5], [6] ipoteza unei sarcini complexe se pune foarte des. Înţelegem prin sarcină complexă, sarcina care conţine rezistenţe, inductanţe şi capacităţi.

Rezolvarea problemei este totdeauna posibilă, numai caracterul ecuaţiilor care intervin se schimbă în raport cu ipoteza unei sarcini pur rezistive. Trebuie făcută însă o distincţie între două cazuri ce se pot ivi: este vorba despre sarcini cu inductanţă constantă (bobine fără miez de fier) şi sarcini cu inductanţă variabilă (bobine cu miez de fier).

Sarcinile alimentate prin transformator, dacă acesta nu lucrează la saturaţie pot fi considerate ca fiind de inductanţă constantă. În această situaţie este însă necesar să ţinem seama de impedanţa reflectată de secundar în primarul transformatorului.

1. Determinarea caracteristicii de ieşire $\mathfrak{B} = f(\mathcal{J}_s)$ a amplificatoarelor magnetice cu sarcină reactivă (L constant).

Caracteristica de ieşire a amplificatoarelor magnetice exprimă legătura dintre inducţia în miez (tensiunea aplicată înfăşurării de ieşire) şi curentul de sarcină. Determinarea ei face posibilă deducerea caracteristicii intrare-ieşire a amplificatorului, caracteristică extrem de importantă, care leagă curentul în sarcină de curentul de comandă. Se pot distinge două cazuri şi anume:

1.1 *Sarcina Z alimentată direct.* Schema de principiu a unui amplificator magnetic serie, fără reacţie, cu sarcină reactivă complexă R, L, C alimentată direct este arătată în fig. 1.

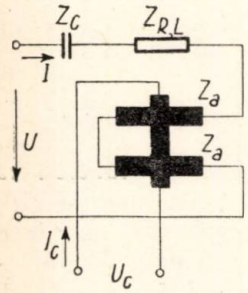


Fig. 1. Schema unui amplificator magnetic serie cu sarcină complexă.

Impedanţa înfăşurării de ieşire a amplificatorului este:

$$\overline{Z}_o = R_i + j\omega L_a \quad (1)$$

unde:

$$L_a = w\frac{\Phi}{\mathcal{J}} = \frac{w\mathfrak{B}s}{\mathcal{J}}$$

sau:

$$L_a\,\mathcal{J} = w\,\mathfrak{B}\,s \quad (2)$$

Dacă aplicăm teorema a II-a a lui Kirchhoff, circuitului de ieşire al amplificatorului obţinem:

$$2\overline{Z}_a\overline{\mathcal{J}} + R\overline{\mathcal{J}} + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)\overline{\mathcal{J}} = \overline{U} \quad (3)$$

care se mai scrie şi:

$$(2R_a + R)\overline{\mathcal{J}} + j\left[\omega(2L_a + L) - \frac{1}{C\omega}\right]\overline{\mathcal{J}} = \overline{U} \quad (3')$$

Dacă scriem în valori maxime şi notăm:

$$2R_a + R = R_T \quad (4)$$

relaţia (3') se mai scrie:

$$R_T^2\mathcal{J}^2 + 4\omega^2 L_a^2\mathcal{J}^2 + 4\omega^2 L_a L\mathcal{J}^2 +$$

$$+ \omega^2 L^2\mathcal{J}^2 - 4\frac{L_a}{C}\mathcal{J}^2 - 2\frac{L}{C}\mathcal{J}^2 + \frac{1}{C^2\omega^2}\mathcal{J}^2 = U^2.$$

Ţinînd seama de relaţia (2) şi grupînd:

$$\left[R_T^2 + \omega^2 L^2 + \frac{1}{C^2\omega^2} - \frac{2L}{C}\right]\mathcal{J}^2 +$$

$$+\left[4\omega^2 wsL - 4\frac{ws}{C}\right]\mathfrak{B}\mathcal{J} + 4\omega^2 w^2 s^2\mathfrak{B}^2 = U^2. \quad (5)$$

Introducînd notaţiile:

$$\left.\begin{aligned} \frac{U}{R_T} &= I_R \\ \frac{U}{\omega L} &= I_L \\ UC\omega &= I_c \\ \frac{U}{\omega ws} &= B_m \end{aligned}\right\} \quad (6)$$

rezultă:

$$\left[\frac{1}{I_R^2} + \frac{1}{I_L^2} + \frac{1}{I_c} - \frac{2}{I_L I_C}\right]\mathcal{J}^2 + \quad (7)$$

$$+\frac{4}{B_m}\left[\frac{1}{I_L} - \frac{1}{I_C}\right]\mathfrak{B}\mathcal{J} + 4\frac{\mathfrak{B}^2}{B_m^2} = 1$$

sau încă:

$$\frac{\mathcal{J}^2}{I_0^2} + 4\frac{\mathcal{J}}{I_k}\frac{\mathfrak{B}}{B_m} + 4\frac{\mathfrak{B}^2}{B_m^2} = 1 \quad (8)$$

convenind a nota:

$$\frac{1}{I_0^2} = \frac{1}{I_R^2} + \frac{1}{I_L^2} + \frac{1}{I_C^2} - \frac{2}{I_L I_C}$$

$$\frac{1}{I_K} = \frac{1}{I_L} - \frac{1}{I_C}.$$

1. 2. *Sarcina Z alimentată prin transformator.* Schema de principiu în acest caz se poate vedea în fig. 2. În noua situaţie va trebui să ţinem seama pe lîngă elementele primare şi de impedanţa reflectată de secundar în primarul transformatorului.

Tensiunea aplicată la bornele transformatorului se scrie:

$$\overline{U}_T = (R_1 + j\omega\lambda_1)\,\overline{\mathcal{I}} + k^2\,\overline{Z}\,\overline{\mathcal{I}}, \qquad (9)$$

în care $R_{1,2}$ este rezistența înfășurării primare, respectiv secundare;

$\lambda_{1,2}$ — inductanța de dispersie a înfășurării primare, respectiv secundare;

$$k = \frac{w_1}{w_2}.$$

De asemenea avem:

$$\overline{Z} = R_2 + j\omega\lambda_2 + \overline{Z}_s, \qquad (10)$$

în care $\overline{Z}_s$ este impedanța de sarcină.

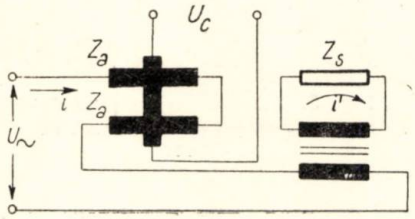


Fig. 2. Schema amplificatorului magnetic cu sarcină alimentată prin transformator.

Tensiunea aplicată înfășurării de ieșire a amplificatorului fiind:

$$\overline{U}_a = 2R_a\,\overline{\mathcal{I}} + j\,2\omega L_a\,\overline{\mathcal{I}}, \qquad (11)$$

ecuația de funcționare se scrie acum:

$$\overline{U} = \overline{U}_a + \overline{U}_T. \qquad (12)$$

Rezultă:

$$\overline{U} = [R_1 + 2R_a + k^2\,(R_2 + R_s)]\,\overline{\mathcal{I}} + j\omega\,[\lambda_1 + 2L_a + k^2(\lambda_2 + L_s)]\,\overline{\mathcal{I}} \qquad (13)$$

sau:

$$U^2 = [R_1 + 2R_a + k^2\,(R_2 + R_s)]\,\overline{\mathcal{I}}^2 + \omega^2\{2L_a + [\lambda_1 + k^2\,(\lambda_2 + L_s)]\}^2\mathcal{I}^2. \qquad (13')$$

Procedînd în același mod ca la pct. 1.1, dar făcînd de data aceasta notațiile:

$$I_R = \frac{U}{R_1 + 2R_a + k^2(R_2 + R_s)}$$

$$I_{kL} = \frac{U}{\omega\,[\lambda_1 + k^2\,(\lambda_2 + L_s)]}$$

$$B_m = \frac{U}{\omega\, ws}$$

relația (13') se poate pune de asemenea sub o forma similară relației (8), adică:

$$\frac{\mathfrak{I}^2}{I_0^2} + 4\,\frac{\mathfrak{I}\mathfrak{B}}{I_{KL}B_m} + 4\,\frac{\mathfrak{B}^2}{B_m^2} = 1.$$

unde: $\dfrac{1}{I_0^2} = \dfrac{1}{I_K^2} + \dfrac{1}{I_{KL}^2}$

Discuție: Relația (8) scrisă în cazul cînd sarcina este alimentată direct și care reprezintă ecuația locului geometric al curentului de sarcină, cînd inducția în fier variază este o elipsă (anexa I) cu centrul în originea axelor de coordonate, dar cu axele proprii rotite față de primele.

Elipsa taie axele de coordonate în punctele $[0, B_m]$ și $[I_0, 0]$.

Această expresie care este cea mai completă se poate însă simplifica în două cazuri importante foarte uzuale și anume:

a) Sarcina este o reactanță inductivă. În acest caz făcînd în relația (8): $I_c = \infty$, se găsește locul geometric inducție-curent de sarcină sub forma unei elipse (anexa II)

$$\frac{\mathfrak{I}^2}{I_0^2} + 4\,\frac{\mathfrak{I}\mathfrak{B}}{I_L B_m} + 4\,\frac{\mathfrak{B}^2}{B_m^2} = 1, \qquad (14)$$

unde de data aceasta:

$$\frac{1}{I_0^2} = \frac{1}{I_R^2} + \frac{1}{I_L^2}.$$

Dacă $R_a + R_s \ll \omega L_s$, relația (14) reprezintă o elipsă degenerată. În adevăr, ea mai poate fi scrisă:

$$\left(\frac{\mathfrak{I}}{I_L} + 2\,\frac{\mathfrak{B}}{B_m}\right)^2 = 1.$$

Rezultă, reținînd numai semnul +, ecuația:

$$\frac{\mathfrak{I}}{I_L} + 2\,\frac{\mathfrak{B}}{B_m} = 1, \qquad (14')$$

care reprezintă o dreaptă.

b) Sarcina este o rezistență. Locul geometric se găsește în cazul acesta făcînd:

$$I_L = I_C = \infty$$

în relația (8) ceea ce conduce la:

$$\frac{\mathfrak{I}^2}{I_R^2} + 4\,\frac{\mathfrak{B}^2}{B_m^2} = 1. \qquad (15)$$

Întrucît amplificatoarele magnetice lucrează mai adesea pe sarcină inductivă decît pe sarcină capacitivă, este preferabil ca observațiile pe care le vom face de acum înainte să se refere la formula (14) care de altfel nu diferă substanțial de relația (8).

Reprezentarea grafică a relaţiilor (8) şi (14), (14′) şi (15), se poate face acum destul de uşor. În fig. 3, *a* s-a reprezentat locul geometric al inducţiei în miez, atunci cînd sarcina este complexă iar în fig. 3, *b* şi *c* acelaşi loc geometric pentru o sarcină pur rezistivă, respectiv pur inductivă.

Semiaxele elipsei din fig. 3, *a* rezultă din intersecţia acesteia cu axele sale, ceea ce se obţine asociind ecuaţiei (8) sau (14) expresia axelor (anexa III-a).

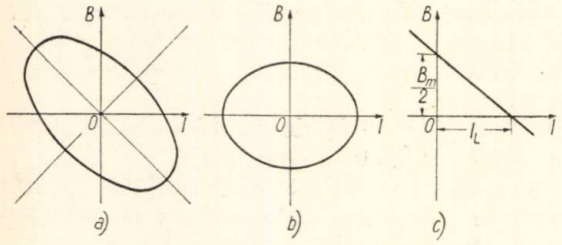


Fig. 3. Reprezentarea grafică a caracteristicii $\mathfrak{B}_a = f(\mathfrak{I}_s)$: *a* — sarcina complexă ; *b* — pur rezistivă ; *c* — pur inductivă

2. Determinarea caracteristicii intrare-ieşire $\mathfrak{I}_s = f(\mathfrak{I}_c)$

Pentru determinarea caracteristicii intrare-ieşire a unui amplificator magnetic cu sarcină reactivă, următoarea metodă grafico-analitică duce la rezultatele cele mai corecte : este vorba de o metodă care se bazează pe relaţia (8) stabilită anterior şi pe familia de curbe

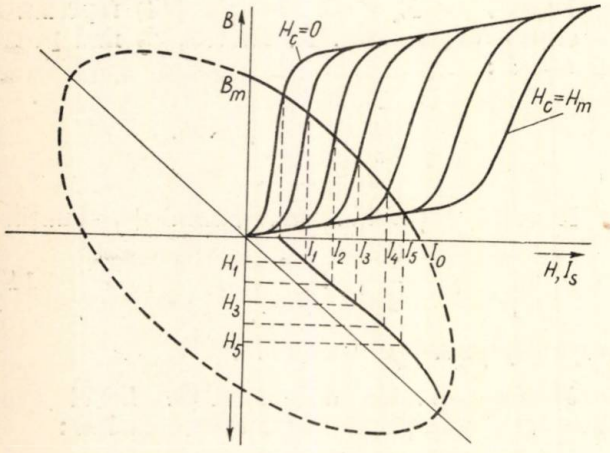


Fig. 4. Determinarea caracteristicii $\mathfrak{I}_s = f(\mathfrak{I}_c)$.

$\mathfrak{B} = f(\mathcal{H})$, pentru diferite magnetizări suplimentare $\mathcal{H}_s$. În fig. 4 s-au trasat curbele susamintite, însemnîndu-se totodată şi valorile lui $\mathfrak{I}$ proporţionale cu $\mathcal{H}$, după relaţia :

$$\mathfrak{I} = \frac{\mathcal{H} l_a}{w_a}$$

în care l_a este lungimea circuitului magnetic pentru fluxul magnetic alternativ.

Dacă pe aceeaşi figură reprezentăm elipsa dată de relaţia (8) se obţin la intersecţia elipsei cu diferitele curbe din familia $\mathfrak{B} = f(\mathcal{H})$ punctele care determină curentul de sarcină pentru diferitele valori ale magnetizării suplimentare.

3. Determinarea caracteristicii de ieşire $\mathfrak{B} = f(\mathfrak{I}_s)$ pentru sarcini cu inductanţă variabilă

În ipoteza că sarcina are o inductanţă variabilă (bobine cu miez de fier), trebuie căutată relaţia între curentul de sarcină, inducţia în miezul magnetic al amplificatorului şi inducţia în miezul bobinei de sarcină.

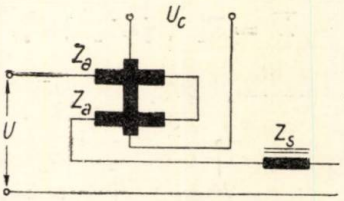


Fig. 5. Schema amplificatorului magnetic cu sarcină inductivă variabilă.

Schema de principiu fiind cea din fig. 5, pornim de la observaţia că în acest caz :

$$L_a = w_a \frac{B_a s_a}{I}$$

$$L_s = w_s \frac{B_s s_s}{I}$$

sau

$$L_a \mathfrak{I} = w_a \, s_a \, B_a$$

$$L_s \mathfrak{I} = w_s \, s_s \, B_s$$

Înlocuind în relaţia :

$$U^2 = (2R_a + R_s)^2 \mathfrak{I}^2 + \omega^2 (2L_a + L_s)^2 \mathfrak{I}^2, \quad (16)$$

se obţine :

$$U^2 = (2R_a + R_s)^2 \mathfrak{I}^2 + \omega^2 (4w_a^2 s_a^2 B_a^2 + 4 w_a \, w_s \, s_a \, s_s \, B_a \, B_s + w_s^2 \, s_s^2 \, B_s^2). \quad (17$$

Împărţind cu U^2, ţinînd seamă că U şi $\mathfrak{I}$ sînt exprimate în valori maxime şi făcînd notaţiile :

$$\frac{U}{2R_a + R_s} = I_R,$$

$$\frac{U}{\omega \, w_a s_a} = B_{am},$$

$$\frac{U}{\omega \, w_s s_s} = B_{sm},$$

rezultă :

$$\frac{\mathfrak{I}^2}{I_R^2} + 4\frac{B_a^2}{B_{am}^2} + 4\frac{B_a B_s}{B_{am} B_{sm}} + \frac{B_s^2}{B_{sm}^2} = 1. \quad (18)$$

Pentru a arăta că B_a şi B_s sînt mărimi curente, vom face următoarele notaţii :

$$B_a = \mathfrak{B}$$

$$B_s = \beta$$

rezultă :

$$\frac{\mathfrak{I}^2}{I_R^2} + 4\frac{\mathfrak{B}^2}{B_m^2} + 4\frac{\mathfrak{B}\beta}{B_m \beta_m} + \frac{\beta^2}{\beta_m^2} = 1. \quad (19)$$

Discuţie : Se poate arăta că relaţia (19) reprezintă o suprafaţă de ordinul 2, adică mai precis o cuadrică. Această cuadrică este degenerată (un cilindru) (anexa II). De aceea intersecţiile ei cu planul :

$$\beta = \text{const}$$

sînt elipse şi ecuaţia (19) pote fi privită ca o familie de elipse dacă privim pe β ca un parametru variabil.

Aplicaţie numerică

Pentru ilustrarea procedeului se aleg o serie de mărimi culese din realitate pentru a vedea care este ecuaţia locului geometric al inducţiei maxime şi unghiul cu care se găseşte rotită elipsa-loc geometric faţă de axele principale (anexa III).

Datele de calcul : $R_T = 9\Omega$; $X_s = 120\ \Omega$ ($\omega = 314$) ; $w = 600$; $s = 2{,}25 \cdot 10^{-4}$ m² ; $U = 120$ V.

Rezultă :

$$I_R = \frac{120}{9} = 13{,}3 \text{ A}$$

$$I_L = \frac{120}{120} = 1 \text{ A}$$

$$B_m = \frac{120}{\sqrt{2} \times 314 \times 600 \times 2{,}25 \times 10^{-4}} = 2 \text{ Wb/m}^2.$$

Şi deci :

$$a_{11} = \frac{1}{I_R^2} + \frac{1}{I_L^2} \approx 1$$

$$a_{12} = \frac{2}{B_m I_L} = 1$$

$$a_{22} = \frac{4}{B_m^2} = 1.$$

Ecuaţia locului geometric :

$$\mathfrak{I}^2 + 2\mathfrak{I}\mathfrak{B} + \mathfrak{B}^2 - 1 = 0.$$

Determinarea unghiului de rotaţie a axelor :

$$\sin 2\varphi = -\frac{a_{12}}{W}$$

în care :

$$W = \sqrt{\frac{1}{4}(a_{11} + a_{22})^2 - (a_{11}\, a_{22} - a_{12}^2)} = 1$$

$$\sin 2\varphi = -1 \rightarrow \varphi = -45°.$$

Ecuaţia axelor se scrie uşor, deoarece :

$$m_{1,2} = \pm 1$$

şi, deci, axele elipsei au expresiile :

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{B} &= \mathfrak{I} \\ \mathfrak{B} &= -\mathfrak{I} \end{aligned}\right\}$$

4. Verificare experimentală a relaţiilor obţinute

4. 1. *Verificarea relaţiei (8)*. Pentru un amplificator magnetic cu: $w_a = 600$ spire ; $s = 2{,}82$ cm² ; o sarcină inductivă pentru care s-a măsurat :

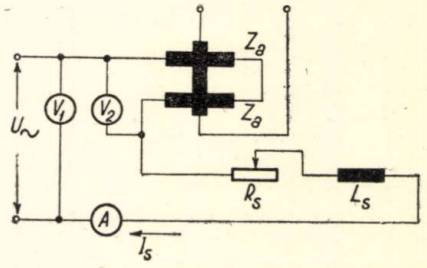


Fig. 6. Schema pentru verificarea relaţiei (8).

$R_s = 98\ \Omega$; $L_s = 0{,}213$ H ; ($X_s = 67\ \Omega$) ; s-a realizat schema din fig. 6 şi s-a măsurat : $U_1 = 122$ V ; $U_2 = 100$ V ; $I_s = 266$ mA.

Verificarea relaţiei conduce la valoarea 0,9827 faţă de 1 ceea ce dă o eroare relativă :

$$\varepsilon = \frac{1 - 0{,}9827}{1} = 1{,}73\ \%.$$

4. 2. *Verificarea caracteristicii de ieşire* $\mathfrak{B}_m = f(\mathfrak{I}_s)$. Pentru verificarea acestei relaţii s-a realizat schema din fig. 7.

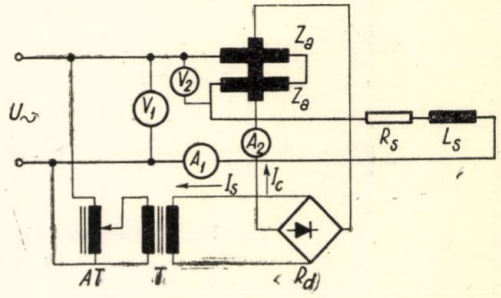


Fig. 7. Schema pentru verificarea caracteristicii $\mathfrak{B}_m = f(\mathfrak{I}_s)$.

S-a însemnat cu U_1 — tensiunea la borne [V_{ef}] ; U_2 — tensiunea la ieşirea amplificatorului magnetic [V_{ef}] ; I_s — curentul de sarcină [mA_{ef}].

Inducţia în fier a fost calculată cu ajutorul relaţiei :

$$B_m = \frac{U_2 \cdot 10^8}{444 \cdot w_a \cdot s}\ [\text{Gs}]$$

din mărimile măsurate.

După formula (14) rezultă inducția teoretică :

$$\mathfrak{B} = B_m \left[-\frac{\mathfrak{I}}{I_L} \pm \sqrt{1 - \frac{\mathfrak{I}}{I_R^2}^2} \right].$$

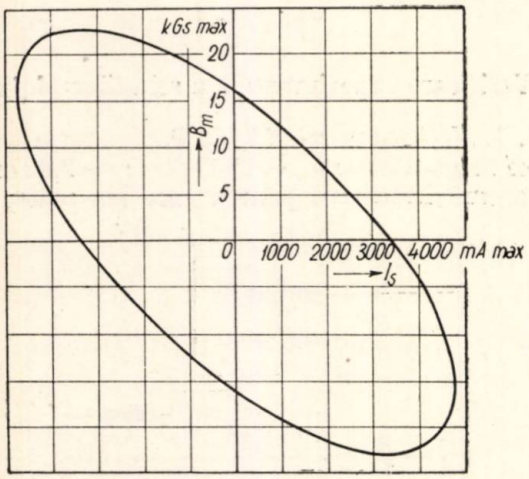


Fig. 8. Caracteristica $\mathfrak{B}_m = f(\mathfrak{I}_s)$ teoretică.

Pentru tensiunea de alimetare de 121 V, şi pentru aceleaşi date ca la § 4.1., rezultă : $I_R = 4{,}75$ A ; $I_L = 4{,}62$ A : $I_0 = 3{,}32$ A.

În fig. 8 şi 9 au fost reprezentate grafic curbele caracteristice $\mathfrak{B}_m = f(\mathfrak{I}_s)$: în prima figură se poate urmări caracteristica teoretică ; în cealaltă s-au trasat ambele curbe : teoretică şi experimentală, concluzia finală asupra concordanței lor fiind foarte bună (abaterea maximă : 2,5 %).

4. 3. *Verificarea experimentală a determinării grafico-analitice a caracteristicii intrare-ieşire.* Schema de principiu a fost cea din fig. 10.

Determinarea caracteristicii $\mathfrak{I}_s = f(\mathfrak{I}_c)$ este arătată în fig. 11, unde este trasată pentru comparație şi caracteristica ridicată experimental, după procedeul indicat la punctul 2.

5. Concluzii

5.1. Determinarea caracteristicii de ieşire $\mathfrak{B} = f(\mathfrak{I}_s)$, a unui amplificator magnetic, cu sarcină complexă este perfect posibilă, rezultatul fiind o conică (respectiv o elipsă cu axele proprii rotite față de axele principale) pentru sarcini cu inductanță constantă şi o cuadrică degenerată (un cilindru) pentru sarcini cu inductanța variabilă.

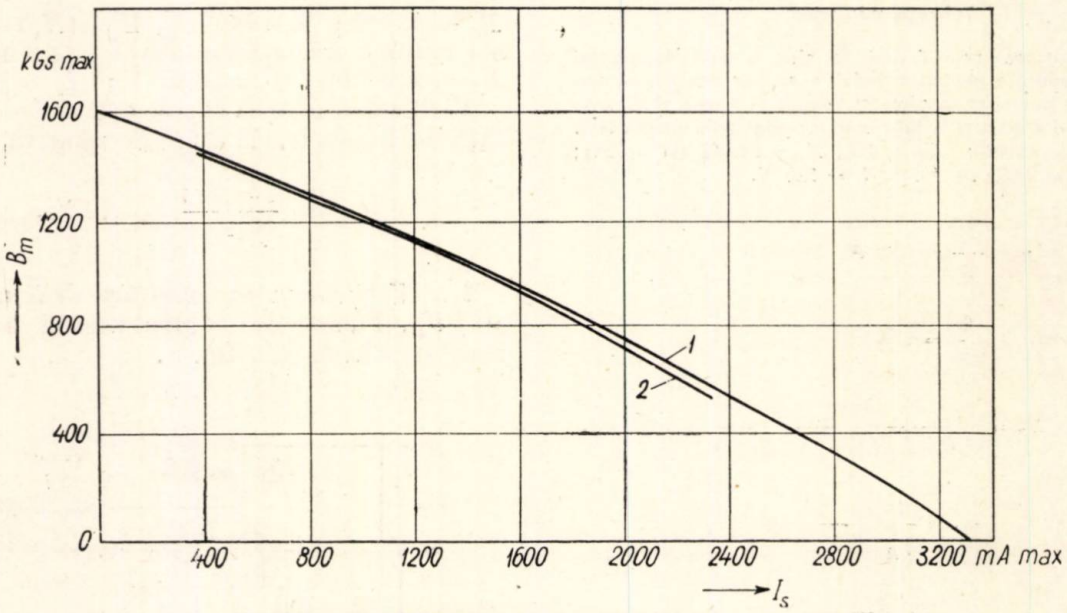


Fig. 9. Caracteristica $\mathfrak{B}_m = f(\mathfrak{I}_s)$ teoretică şi experimentală.
1 — teoretică ; 2 — experimentală

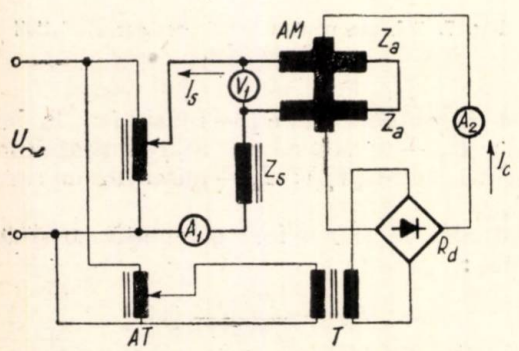


Fig. 10. Schema pentru verificarea caracteristicii $\mathfrak{I}_s = f(\mathfrak{I})_c$.

5.2. Determinarea caracteristicii de intrare-ieşire, $\mathfrak{I}_s = f(\mathfrak{I}_c)$ este posibilă numai printr-o metodă grafico-analitică şi aceasta datorită necesității de a cunoaşte familia de curbe : $\mathfrak{B}_\sim = f(\mathcal{H}_\sim)$ pentru diferite magnetizări suplimentare $\mathcal{H}_c$.

5.3. Verificările experimentale efectuate au arătat o bună concordanță cu calculele.

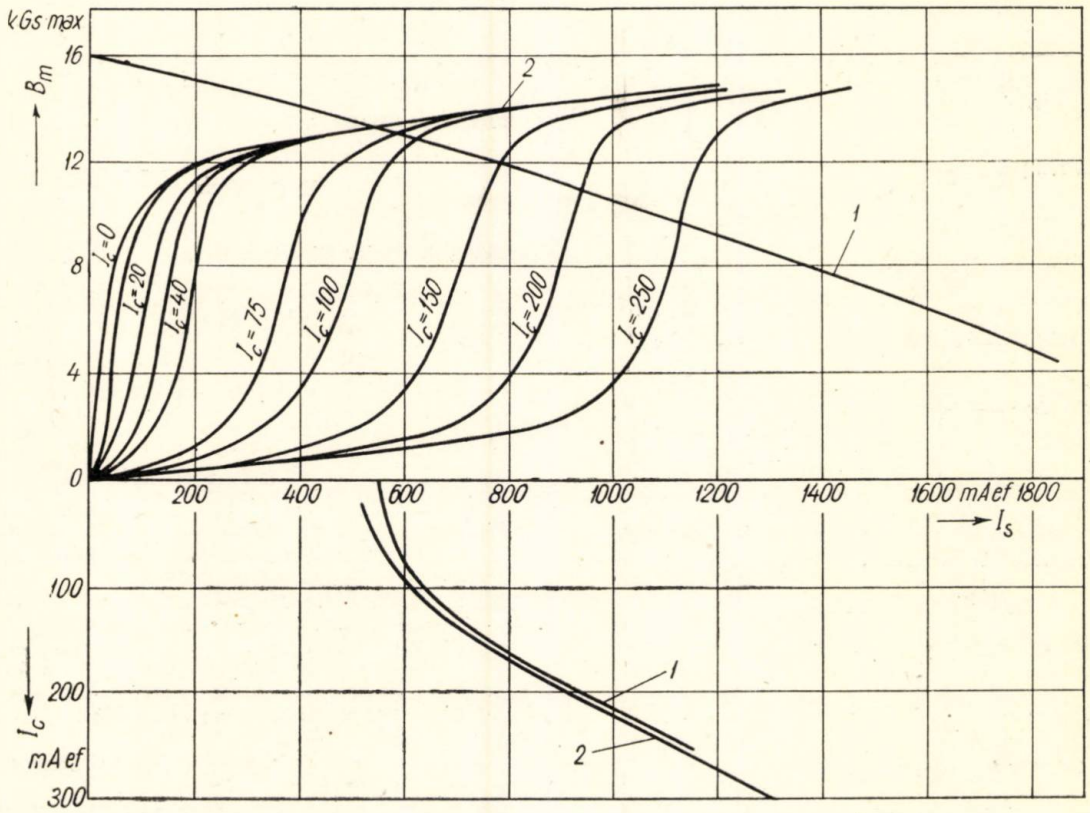


Fig. 11. Determinarea caracteristicii $\mathfrak{I}_s = f(\mathfrak{I}_c)$, teoretică şi experimentală.
Sus: 1—$\mathfrak{B}=f(\mathfrak{I}_s)$ 2—$\mathfrak{B}=f(\mathfrak{I}_s, \mathfrak{I}_c)$; Jos: $\mathfrak{I}_s=f(\mathfrak{I}_c)$ 1 — teoretică; 2 — experimentală.

5.4. Determinarea prin calcul a caracteristicilor amplificatoarelor magnetice, permite cunoaşterea şi judecarea performanţelor acestora înainte ca amplificatorul să fie construit.

ANEXA I

Determinarea naturii locului geometric (relaţia (8))

$$\frac{\mathfrak{I}^2}{I_0^2} + 4\frac{\mathfrak{I}\mathfrak{B}}{I_k B_m} + 4\frac{\mathfrak{B}^2}{B_m^2} = 1.$$

Pentru a determina natura conicii, formăm determinantul:

$$\Delta = \begin{vmatrix} \frac{1}{I_0^2} & \frac{2}{B_m}\left(\frac{1}{I_L} - \frac{1}{I_C}\right) \\ \frac{2}{B_m}\left(\frac{1}{I_L} - \frac{1}{I_C}\right) & \frac{4}{B_m^2} \end{vmatrix} = \frac{4}{B_m^2 I_R^2}$$

Rezultă: $\Delta > 0$ şi deci conica este o elipsă.

ANEXA II

Determinarea naturii relaţiei (19)

Se poate afirma din capul locului că expresia (19) reprezintă o suprafaţă de ordinul al doilea şi anume o cuadrică. Natura ei se poate determina calculînd invarianţii:

$D = a_{ik}$, unde $a_{ik} = a_{ki}$ şi $i,k = 1 \ldots 4$

$\Delta = a_{ij}$, unde $a_{ij} = a_{ji}$ şi $i,j = 1 \ldots 3$

a_{ik} şi a_{ij} fiind coeficienţii formei canonice a ecuaţiei generale a cuadricelor. Cum

$$a_{11} = \frac{1}{I_R^2}; \quad a_{22} = \frac{4}{B_m^2}; \quad a_{23} = \frac{2}{B_m \beta_m}$$

$$a_{33} = \frac{1}{\beta_m^2}; \quad a_{44} = -1; \quad a_{12} = a_{43} = a_{14} = a_{24} = a_{34} = 0$$

Rezultă: $D = 0$ şi deci cuadrica este degenerată. Cum şi $\Delta = 0$, rezultă un cilindru.

ANEXA III

Determinarea parametrilor principali ai locului geometric

Pentru a determina gradul de rotaţie a axelor elipsei (14) faţă de axele principale se utilizează relaţia:

$$\sin 2\varphi = -\frac{a_{12}}{W}$$

unde

$$W = \sqrt{\frac{1}{4}(a_{11} + a_{22})^2 - (a_{11} a_{22} - a_{12}^2)}$$

iar a_{11}, a_{12} şi a_{22} sînt coeficienţii din ecuaţia generală a unei conice. În cazul de faţă:

$$a_{11} = \frac{1}{I_0^2}$$

$$a_{12} = \frac{2}{I_L B_m}$$

$$a_{22} = \frac{4}{B_m^2}$$

Rezultă :

$$\sin 2\varphi = -\frac{1}{I_L\sqrt{\frac{B_m^2}{16\,I_0^4}+\frac{1}{B_m^2}-\frac{1}{2}\,\frac{1}{I_0^2}+\frac{1}{I_L^2}}} \qquad (20)$$

Dacă există relaţia

$$I_R \gg I_L$$

rezultă că :

$$\frac{1}{I_0^2}\approx\frac{1}{I_L^2}$$

şi expresia (20) se simplifică astfel

$$\sin 2\varphi = -\frac{1}{\sqrt{\frac{B_m^2}{16\,I_L^2}+\frac{I_L^2}{B_m^2}+\frac{1}{2}}}. \qquad (21)$$

Pentru a determina semiaxele elipsei loc geometric se scrie ecuaţia care dă pantele axelor acesteia sub forma :

$$a_{12}m^2 + (a_{11} - a_{22})m - a_{12} = 0$$

Rezolvarea în raport cu m a ecuaţiei duce la

$$m_{1,2} = \frac{a_{22}-a_{11} \pm \sqrt{(a_{22}-a_{11})^2 + 4\,a_{12}^2}}{2a_{12}}.$$

Rezultă introducînd valorile lui a_{11} etc. :

$$m_{1,2} = \frac{I_L}{B_m} - \frac{I_L\,B_m}{4I_0^2} \pm \sqrt{\left(\frac{I_L}{B_m} - \frac{I_L\,B_m}{4I_0^2}\right)^2 + 1}.$$

Dacă notăm :

$$\frac{I_L}{B_m} - \frac{I_L\,B_m}{4I_0^2} = \alpha$$

se mai poate scrie :

$$m_{1,2} = (\alpha \pm \sqrt{\alpha^2+1})\,\Im$$

Ecuaţiile axelor elipsei se scriu :

$$\left.\begin{aligned} B &= (\alpha + \sqrt{\alpha^2+1})\,\Im \\ B &= (\alpha - \sqrt{\alpha^2+1})\,\Im. \end{aligned}\right\} \qquad (22)$$

BIBLIOGRAFIE

[1] FINZI, L. A. şi BEAUMARIAGE, D. C. : *General characteristics of magnetic amplifiers*, Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. 69(1950)p. 919.

[2] SOTSKOV, B.S. : *Bazele calculului dispozitivelor de automatică*, Ed . Tehnică, Bucureşti, 1956.

[3] JOHNSON, C. W. şi LATSON, W. F. : *An analysis of transients and feedback in magnetic amplifiers*, Trans. Amer. Inst. electr. Engrs 69(1950) p. 604.

[4] ROSENBLATT, M. A. : *Magnitnie usiliteli*, Gosenergoizdat, Moscova 1955.

[5] STORM, H. F. : *Magnetic amplifiers*, John Wil y, New-York, 1955.

[6] *Progress Report of the Amer. Inst. electr. Engrs magnetic amplifier Subcomittee*, Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. 70(1951) p. 445.

EDMOND NICOLAU *)

Elemente neliniare utilizate în simulatoare şi calculatoare analogice

Principii fizice de funcţionare

CZ 681.142 : 621.372.44

Scopul acestui articol este de a face o prezentare a elementelor neliniare utilizate atît în simulatoarele electronice cît şi în calculatoarele analogice, insistîndu-se asupra explicării fizice a funcţionării lor. Aceste studii au fost efectuate la Catedra de tuburi electronice şi tehnică nucleară a Institutului Politehnic Bucureşti, în cadrul programului de realizare a unui calculator electronic.

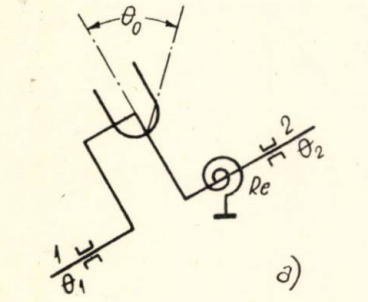
Elemente neliniare ce intervin în sistemele de reglaj automat

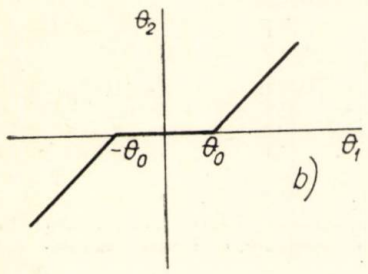
Sistemele reale pot fi considerate ca liniare numai într-o primă aproximaţie. Astfel, de exemplu, în cazul simplu al unui cuplaj ca cel din fig.1, *a* apar praguri de sensibilitate : pentru rotaţii mici ale axului *1*, axul *2* rămîne în poziţia sa iniţială ; pentru deviaţii ce depăşesc unghiul θ_0, se produce o rotaţie egală cu $(\theta - \theta_0)$. Caracteristica sistemului apare, deci, ca în fig. 1, *b*.

Dacă sistemul se modifică în sensul că se elimină resortul de pe axul 2, atunci şi caracteristica se modifică substanţial, apărînd un ciclu de histerezis. Anume, atunci cînd se pleacă de la poziţia O şi se depăşeşte pragul de sensibilitate, se parcurge porţiunea *OABC*. Dacă acum se produce o rotaţie inversă a axului 1, axul 2 va rămîne pe loc pînă ce axul 1 se va roti în sens invers cu un unghi θ_0. După aceasta se produce o rotaţie în sens invers a axului 2. Caracteristica este parcursă în continuare pe traseul *CDEFG*. Caracteristic pentru sistem este faptul că ori de cîte ori se produce o schimbare a sensului de rotaţie a axului *1*, axul *2* rămîne pe loc, pînă ce axul *1* se roteşte cu un

*) Ing. EDM. NICOLAU este profesor la catedra de tuburi electronice şi tehnică nucleară a Institutului Politehnic din Bucureşti.

anume unghi care este egal cu $2\theta_0$ — dacă rotaţia axului *1* este mai mare decît acest unghi — sau cu un unghi $2\theta_1$, $\theta_1 < \theta_0$ — ca de exemplu în evoluţia *BCDCM* (fig. 1,*d*).





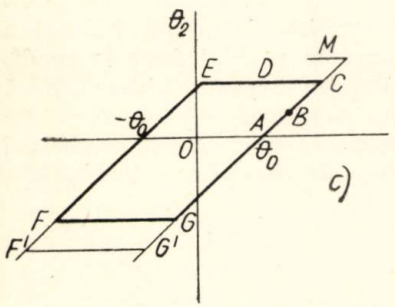
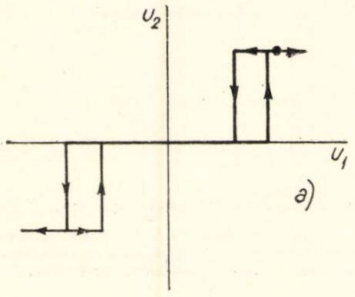


Fig. 1. Cuplaj mecanic şi caracteristicile sale :
a — schema ; *b* — caracteristica obţinută cu resortul antagonist *Re* ; *c* — caracteristica obţinută fără resortul antagonist *Re*.



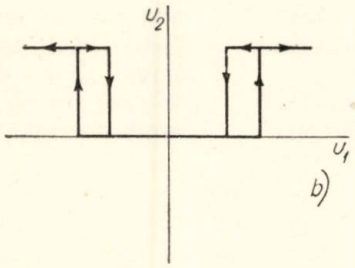


Fig. 2. Caracteristicile releu :
a — releu polarizat ; *b* — releu nepolarizat.

În fine menţionăm ca elemente tipice neliniare elementele releu, care prezintă caracteristici diferite după cum se consideră releul ca polarizat sau nepolarizat. Caracteristicile respective se dau în fig.2.

Elemente neliniare utilizate în calculatoare analogice

În aceste calculatoare se utilizează elemente neliniare în special pentru transformatoarele funcţionale. Anume, prin transformator funcţional se înţelege un cuadripol la care tensiunea de ieşire u_o este într-o anume relaţie funcţională cu tensiunea de intrare u_1 : $u_o = f(u_1)$. Un exemplu simplu de un astfel de transformator este cuadratorul, la care subsistă relaţia $u_o = a u_1^2$. Cuadratorii se utilizează, de exemplu, în multiplicatoare ce lucrează după identitatea :

$$4\ x\ y = (x + y)^2 - (x - y)^2.$$

Transformatoarele funcţionale pot fi realizate cu mijloace simple chiar pentru unele funcţii de circulaţie mai restrînsă, cum ar fi de exemplu funcţia semn sign x, definită ca semnul lui x. Această funcţie are valoarea $+1$ pentru $x > 0$ şi -1 pentru $x < 0$, fiind egală cu 0 pentru $x = 0$.

Funcţia semn intervine, de exemplu, în probleme de frecări uscate, la care forţa de frecare are o valoare constantă, independentă de viteză — presupusă mică — şi are o direcţie opusă acesteia.

Funcţia semn intervine şi în probleme de frecare umedă. Astfel în cazul forţelor de frecare în fluide, notînd cu v viteza şi cu f forţa de rezistenţă la înaintare, se găseşte că $f = k\,v^2$ sign v.

Ca ultim exemplu de funcţie uşor reprezentabilă electronic, menţionăm funcţia unitate a lui Heaviside.

Montaje electronice pentru modelarea caracteristicilor neliniare

În continuare se vor descrie o serie de montaje cu diode care modelează caracteristicile neliniare descrise în paragrafele anterioare.

Caracteristici simple realizabile cu o diodă. Un montaj simplu cu o singură diodă, ca cel din fig. 3, *a* prezintă caracteristica frîntă din fig. 3,*b* la care panta se poate varia prin modificarea lui R. Variind tensiunea de polarizare introdusă în serie cu dioda, se deplasează punctul în care are loc frîngerea caracteristicii.

Se observă că toate aceste caracteristici au comun faptul că panta este pozitivă ca şi curentul. Acest fapt poate fi modificat în parte, inversînd dioda. Se obţin astfel caracteristici simetrice cu cele prezentate anterior (fig. 3, *c*).

În ori ce caz nu se pot obţine pante negative, deoarece aceasta ar corespunde la o rezistenţă diferenţială negativă, ceea ce nu poate fi obţinută numai cu elemente pasive şi cu surse de curent continuu. Este deci necesar să se introducă în circuit şi elemente active (fig.3,*d*).

Introducînd în circuit un amplificator inversor de semn, tensiunea ce se aplică diodei va fi egală şi de semn contrar cu tensiunea aplicată la intrare. Deci, caracteristica ansamblului este simetrică faţă de axa U, cu cele obţinute anterior. În modul acesta se pot obţine sisteme cu pantă negativă (fig.3, *e*, *f*).

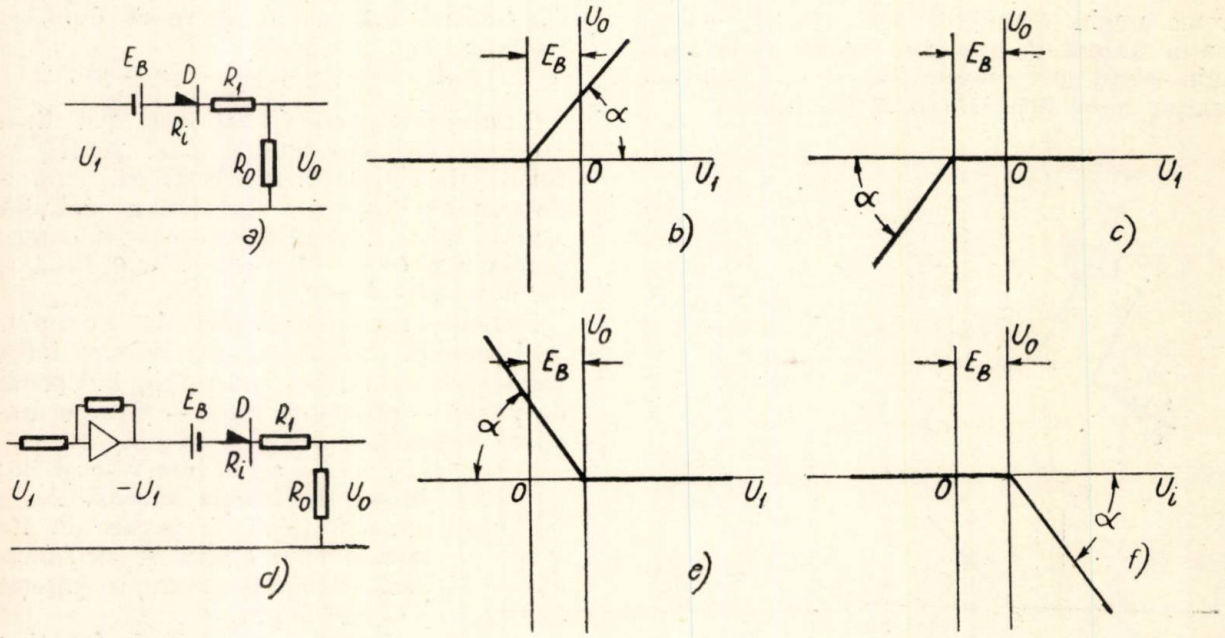


Fig. 3. Montaje cu diodă şi caracteristicile obţinute :

a – schemă cu diodă polarizată ; *b* – caracteristica corespunzătoare montajului *a* ; *c* – caracteristica corespunzătoare montajului *a* la care s-a inversat dioda ; *d* – schemă cu diodă polarizată şi amplificator schimbător de semn ; *e* – caracteristica corespunzătoare montajului *d* ; *f* – caracteristica corespunzătoare montajului *d* la care s-a inversat dioda.

Montaje cu mai multe diode. Cu ajutorul montajelor elementare prezentate în paragraful precedent se pot realiza circuite prezentînd caracteristici mai complicate.

Astfel montînd în paralel două circuite cu cîte o diodă, ca în fig.4,*a* se obţine caracteristica din fig.4,*b* care reprezintă tocmai caracteristica unui element cu prag de sensibilitate.

Funcţionarea montajului se poate urmări foarte simplu. Atunci cînd tensiunea aplicată la intrare este mai mare decît E_1 conduce dioda D_1. Cînd tensiunea de la intrare este mai mică decît E_1 dar mai mare decît E_2, ambele diode sînt blocate. Cînd tensiunea de la intrare este mai mică decît E_2, conduce dioda D_2. Variind polarităţile şi rezistenţele serie cu diodele, se variază limitele pragului de sensibilitate şi pantele curbei. Dacă se iau cele două polarizări zero, se obţine curba din fig.4,*c*.

Ne putem desigur întreba dacă montarea mai multor elemente în paralel duce la modificări esenţiale. Pentru aceasta observăm că atunci cînd o diodă conduce, prin ea trece un anume curent. Deoarece dacă se utilizează mai mult de două diode în paralel, totdeauna sînt deschise simultan una sau două diode, este necesar să se dispună un circuit de însumare a curenţilor prin diode. Se ajunge astfel la montajul sumator din fig.5. El poate fi înţeles ca un amplificator la care factorul de amplificare depinde de tensiunea aplicată la intrare.

Să considerăm cazul simplu în care în circuitul unui amplificator de cîştig A (A negativ) se introduce pe lîngă rezistenţa de reacţie şi o diodă polarizată (fig.6,*a*). Să analizăm funcţionarea montajului admiţînd că amplificarea este foarte mare, astfel încît punctul de intrare a amplificatorului este la potenţial zero. Atît timp cît dioda nu conduce, curentul

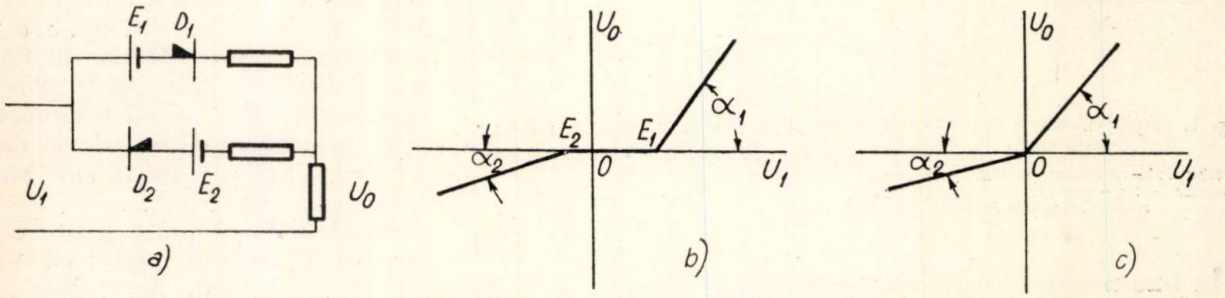


Fig. 4. Montaj cu două diode prezentînd caracteristica cu prag de sensibilitate :

a – schema cu două diode ; *b* – caracteristica corespunzătoare cadrului general ; *c* – caracteristica corespunzătoare cazului particular $E_1 = E_2 = 0$.

prin R_1 este $i_1 = u_1/R_1$, iar prin R_0 curentul este $i_0 = -u_0/R_0$. Aplicînd legea a doua a lui Kirchhoff la intrarea amplificatorului $i_0 = i_1$ deci

$$u_0 = -\frac{R_0}{R_1} u_1.$$

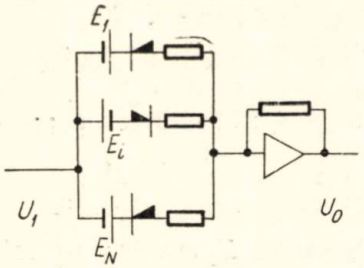


Fig. 5. Amplificator sumator la care în circuitul de intrare s-au introdus diode polarizate.

Cînd dioda nu conduce se obţine, deci, porţiunea de caracteristică MN. Cînd dioda conduce

$$u_0 = -\frac{R_0 R_2}{R_1(R_0 + R_2)} u_1 - \frac{R_0}{R_0 + R_2} E_B.$$

Caracteristica se modifică de la punctul $u_1 = (R_1/R_0)E_B$, ca în fig.6,*b*.

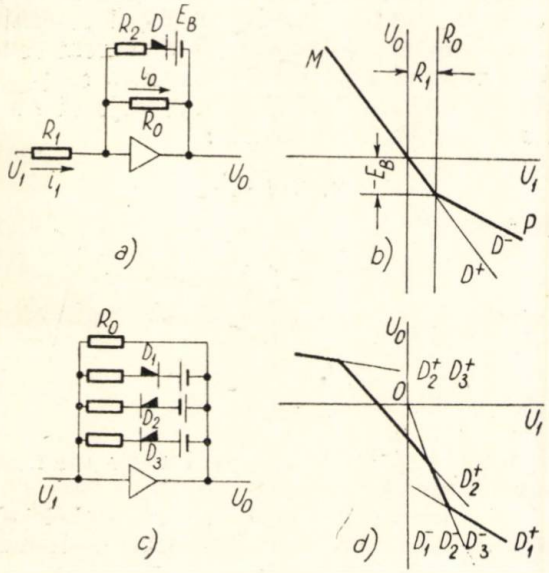


Fig. 6. Aplificatoare la care în bucla de reacţie sînt cuprinse elemente neliniare *a*, *c* şi caracteristicile respective *b*, *d*. S-a notat cu D_i^+ diodele ce conduc pe porţiunea respectivă şi cu D_i^- cele ce nu conduc.

Montînd în paralel mai multe diode, ca în fig. 6,*c* se obţine o caracteristică ca cea din fig.6,*d*. Cu astfel de amplificatoare se obţin caracteristici variate.

Montaje cu diode polarizate în paralel. În paragraful precedent s-a prezentat un tip de montaj cu diode caracterizat prin aceea că amplificatorul avea o buclă de reacţie cuprinzînd elemente neliniare. Caracteristica era formată dintr-un număr de $(n + 1)$ segmente de dreaptă, n fiind numărul diodelor utilizate.

Caracteristic pentru montaj este faptul că fiecare diodă are o sursă proprie de polarizare. Aceasta este un inconvenient real, deoarece dacă se doreşte să se aproximeze o caracteristică reală printr-un număr suficient de mare de segmente de dreaptă, rezultă că este necesar să se utilizeze un mare număr de surse de polarizare. Acest inconvenient poate fi ocolit utilizînd diode polarizate în paralel. O astfel de diodă se reprezintă în fig.7.

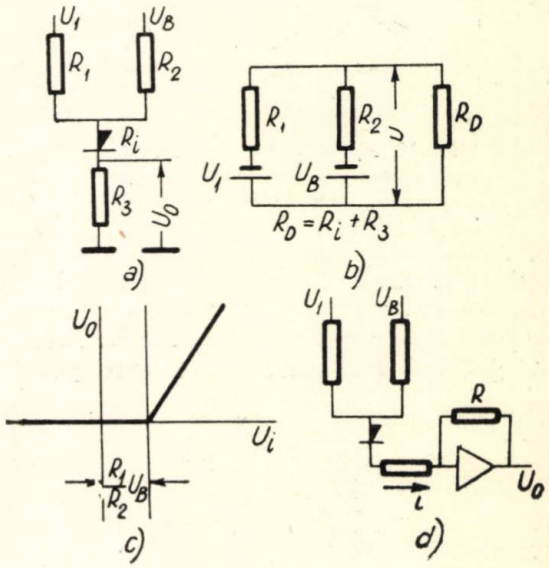


Fig. 7. Montaje cu diodă polarizată paralel.
a — diodă cu polarizare paralel; *b* — schema echivalentă; *c* — caracteristica montajului; *d* — montaj completat cu amplificator.

Să determinăm caracteristica montajului. Dacă dioda nu conduce, curentul prin ea este evident zero. Cînd ea conduce, curentul se poate determina aplicînd teorema lui Thévenin; Se găseşte $i = u/(R + R_D)$ unde $R_D^- = R_i + R_3$, R_i fiind rezistenţa internă a diodei, R — rezistenţa dintre punctele A şi B ale reţelei, iar u fiind tensiunea între punctele A şi B. Efectuînd calculele se obţine:

$$i = \frac{u_1 R_2 - U_B R_1}{R_1 R_2 + R_1 R_D + R_2 R_D}.$$

Curentul se anulează pentru o tensiune $u_1 = (R_1/R_2)U_B$. Acest punct depinde, deci, de raportul R_1/R_2. Rezultă că dispunînd mai multe diode în paralel, la care se realizează diverse raporturi R_1/R_2, se obţin elemente cu diverse puncte de tăiere. Panta caracteristicii poate fi modificată, modificînd convenabil cei patru parametri de care se dispune la acest element.

Pentru a se trece de la curenţi la tensiuni de ieşire, spre a avea deci un element la care semnalele de intrare şi ieşire sînt de aceeaşi

natură, se montează în serie cu dioda un amplificator de cîştig mare, ca în fig.7,*d*. Tensiunea de ieşire u_0 este : $u_0 = -R_i$.

Sintetizarea schemelor prezentînd o caracteristică dată. Cu montaje cu diode de tipul celor expuse anterior se pot realiza caracteristici variate. Aceste caracteristici aproximează funcţii

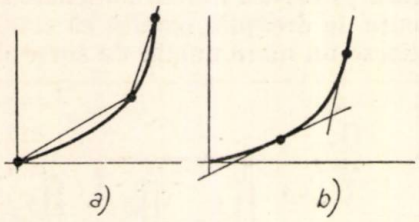


Fig. 8. Aproximarea unor funcţii : *a* – prin segmente de secantă ; *b* – prin segmente de tangentă.

date. Aproximarea se poate face fie prin segmente de secantă, fie prin segmente de tangentă, aşa cum se arată în fig.8.

Se pune însă o problemă generală : care este tipul general de caracteristică care poate fi

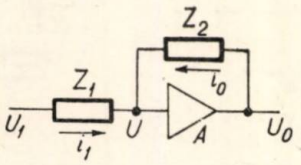


Fig. 9. Schema generală a unui amplificator cu elemente neliniare în circuitul de reacţie.

sintetizat cu astfel de elemente ? Pentru a răspunde la această întrebare să considerăm schema generală din fig.9.

Pentru sistem se pot scrie următoarele ecuaţii :

$$i_1 = f_1(u_1 - u)$$
$$i_2 = f_2(u_2 - u)$$
$$u_2 = A\,u$$

Dacă amplificarea A este suficient de mare, se poate presupune — cu o bună aproximaţie — că $u = 0$.

Să facem analiza pentru cazul mai simplu în care Z_2 este un rezistor. În acest caz ecuaţiile circuitului devin :

$$i_1 = f_1(u_1) \qquad i_2 = u_2/R.$$

Se cere ca transformatorul funcţional să aibă caracteristica

$$u_2 = f(u_1).$$

Cum din legea a doua a lui Kirchhoff cei doi curenţi sînt egali şi de semne contrarii

$$i_1 = -i_2,$$

rezultă că

$$u_2 = -R\,f_1(u_1).$$

Comparînd aceste două expresii care leagă pe u_1 de u_2 rezultă că f_1 trebuie să reproducă la scară şi cu semn schimbat pe f :

$$f(u_1) = -Rf_1(u_1).$$

Să stabilim care sînt condiţiile generale pe care trebuie să le satisfacă $f(u_1)$. Pentru aceasta să derivăm pe i_1 în raport cu u_1 ; se obţine :

$$\frac{di_1}{du_1} = \frac{df_1}{du_1} = -\frac{1}{R}\frac{df}{du_1}.$$

Dacă elementul Z_1 conţine numai elemente pasive şi surse de curent continuu, atunci rezistenţa diferenţială du_1/di_1 este totdeauna pozitivă. În aceste condiţii, din relaţia de mai sus rezultă că funcţia f este monoton descrescătoare :

$$\frac{df}{du_1} < 0\,.$$

Aceasta este deci o condiţie obligatorie la care este supusă funcţia f, care poate fi modelată cu un circuit de tipul celui studiat mai sus.

În mod analog se poate studia cazul în care Z_1 este un rezistor iar Z_2 un dipol conţinînd numai elemente pasive şi surse de curent continuu. Pentru a face studiul analitic se procedează ca mai sus, avînd numai grije să nu se utilizeze relaţia funcţională :

$$u_2 = f(u_1),$$

ci inversa ei

$$u_1 = f^{-1}(u_2).$$

Se ajunge astfel la concluzia că

$$\frac{df^{-1}}{du_2} = -R\,\frac{di_2}{du_2}$$

deci funcţia $f^{-1}(u_2)$ este o funcţie monoton descrescătoare.

Să studiem acum cazul în care ambele elemente Z_i sînt neliniare. Ecuaţiile sistemului sînt cele scrise anterior :

$$i_1 = f_1(u_1) \qquad i_2 = f_2(u_2)$$

la care trebuie adăugat

$$u_2 = f(u_1).$$

Din aceste relaţii se deduce imediat :

$$f_1(u_1) = -f_2[f(u_1)]$$
$$\frac{df_1}{du_1} = -\frac{df_2}{du_2}\frac{df}{du_1}.$$

Cum atît df_1/du_1 cît şi df_2/du_2 sînt pozitive,

elementele Z_i fiind formate numai din elemente pasive şi surse de curent continuu, rezultă că în mod obligatoriu funcţia f este monoton descrescătoare.

Rezultă chiar dacă ambele elemente Z_i sînt neliniare şi cuprind surse de polarizare, tot nu se poate depăşi caracterul de monotonie al caracteristicilor.

Evident, dacă se utilizează în elementele Z_i şi elemente active — amplificatoare — atunci se pot obţine şi caracteristici mai complicate.

Generarea funcţiilor cu pantă nemonotonă. Pentru a produce sisteme care să prezinte pante nemonotone este necesar să se utilizeze

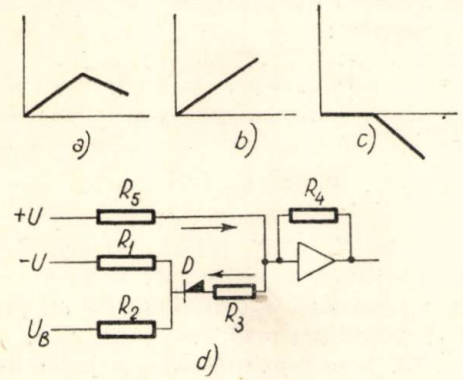


Fig. 10. Caracteristică nemonotonă :
(a) ce poate fi considerată ca rezultînd din suprapunerea a două caracteristici monotone (b) şi (c) şi montajul care o produce (d).

sisteme cuprinzînd şi elemente active. Un astfel de sistem poate fi format, de exemplu, dintr-un sistem care să prezinte o pantă pozitivă, la care să se adauge un sistem de pantă negativă, care cuprinde deci obligatoriu un element activ, de exemplu un amplificator schimbător de semn.

Fie, de exemplu, caracteristica din fig.10,*a*. Ea poate fi considerată ca rezultînd din suprapunerea caracteristicilor monotone din fig.10,*b* şi *c*, caracteristici ce pot fi obţinute pe cele două ramuri de intrare ale montajului din fig. 10, *d*. Anume ramura cu R_5 produce caracteristica trecînd prin origină, iar sistemul cu diodă produce caracteristica de pantă negativă. Nu s-a figurat amplificatorul schimbător de semn care dă pe $-u$.

Pentru a proiecta un sistem care să prezinte o caracteristică dată se consideră pe rînd fiecare punct de discontinuitate. În aceste puncte se ţine seama că schimbarea pantei se datoreşte unui sistem cu diodă. Variaţia pantei este egală cu panta sistemului care se deblochează în acel punct. Bazaţi pe acest considerent se proiectează sistemul respectiv.

Producerea caracteristicilor limitate în ordonată. Funcţia — sign x poate fi considerată ca un caz limită al funcţiei reprezentate în fig. 11,*a*, caz corespunzînd la $\alpha = \pi/2$. Astfel de caracteristici se obţin cu montajul din fig. 11, *c*.

Pentru semnale mici diodele sînt blocate astfel încît sistemul amplifică. Pentru semnale depăşind în modul pe E, una din diode conduce şi amplificatorul este scurtcircuitat, obţinîndu-se o limitare a modulului.

Dacă în serie cu intrarea amplificatorului se dispune un circuit cu prag de sensibilitate (fig.4), se obţin caracteristicile din fig.11,*d* şi *e*.

Modelarea caracteristicilor cu buclă de histerezis. Un astfel de sistem trebuie să aibă astfel de elemente în schema sa încît plecînd din origină să prezinte mai întîi o zonă de insensibilitate. După aceasta însă trebuie să aibă o pantă pozitivă, dar la schimbarea sensului de parcurgere a curbei trebuie să aibă din nou o zonă de insensibilitate, dublă ca cea manifestată iniţial.

Un astfel de sistem se poate deci concepe ca în fig. 12. Elementele cu diodă de la intrare dau tocmai pragul de sensibilitate. Cînd una din diode începe să conducă, capacităţile se încarcă şi rămîn încărcate. Deoarece primul amplificator are un cîştig total $A = -C_1/C_2$, spre a se obţine o pantă pozitivă este necesar să se dispună un al doilea amplificator în serie. Se obţine un cîştig total pozitiv, iar panta buclei de histerezis este dată de relaţia $\operatorname{tg}\alpha = (C_1/C_0)\,(R_0/R_1)$.

În timpul parcurgerii părţei ascendente, C_1 este încărcat la o tensiune aproximativ egală cu $u_1 - E$. În momentul în care tensiunea de la intrare începe să scadă, C_1 nu se mai poate descărca prin D_1, deoarece acum este blocată tensiunea negativă pe anod fiind mai mare decît tensiunea din catod. Această situaţie se menţine atîta timp cît D_2 nu se deschide, tensiunea de la intrare scăzînd cu $2E$. În acest timp tensiunea la bornele lui C_1 rămînînd constantă şi tensiunea la ieşire rămîne constantă. După ce tensiunea la intrare scade suficient, se deschide

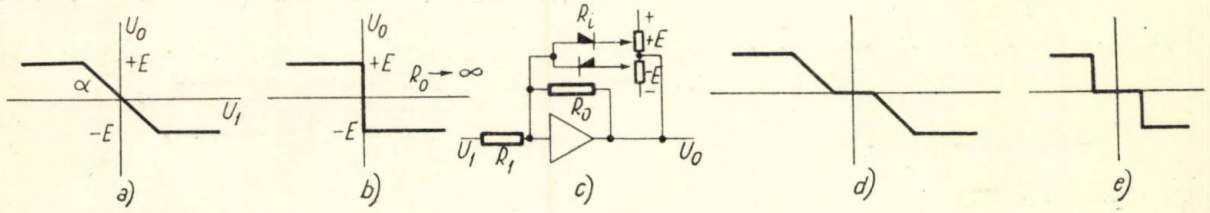


Fig. 11. Caracteristică cu limitarea ordonatei
(a), caracteristică modelînd funcţia — sing x (b) şi montajul cu care se obţin astfel de caracteristici (c). În (d) şi (e) se reprezintă caracteristicile obţinute cînd în serie cu intrarea amplificatorului se dispune un circuit cu prag de sensibilitate.

a doua diodă şi se descrie ramura descendentă a buclei de histerezis.

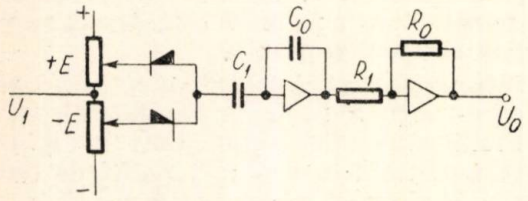


Fig. 12. Montaj cu care se poate obţine o caracteristică de histerezis.

Modelarea caracteristicilor de releu. La un releu există o zonă de insensibilitate combinată, care face ca releul să nu anclanşeze decît după ce tensiunea aplicată atinge o anumită valoare. Fenomenul prezintă inerţie, releul dezanclanşînd la o tensiune mai mică decît aceea la care a anclanşat. Caracteristica sa se va prezenta deci ca în fig.13.*b*.

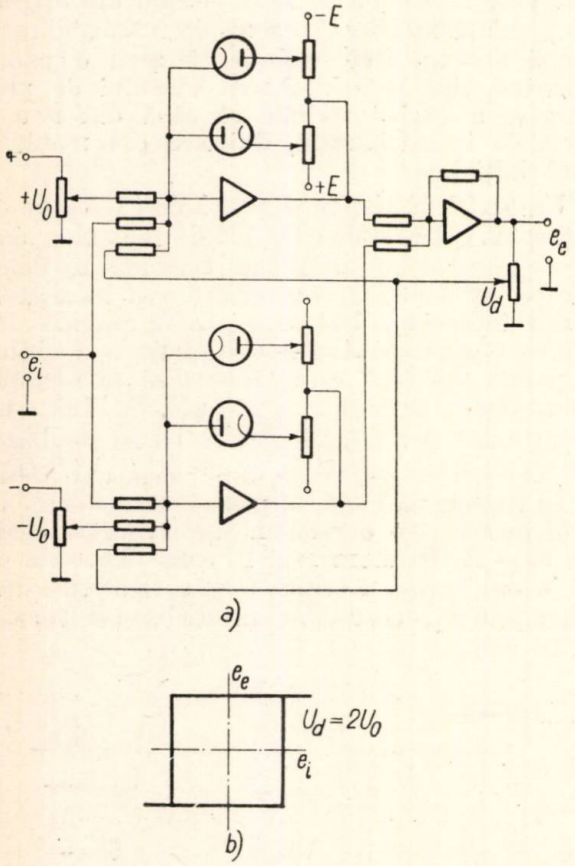


Fig. 13. Montaj prezentînd caracteristica de releu polarizat (*a*) şi caracteristicile obţinute (*b*).

O schemă care realizează o astfel de caracteristică este reprezentată în fig.13 *a*. Montajul constă dintr-un sumator şi două amplificatoare operaţionale cu limitare, descrise anterior. În cazul de faţă $R_2 = \infty$, deci caracteristica este ca cea din fig.11,*b*.

Se observă că amplificatoarele 1 şi 2 sînt polarizate cu tensiuni de semne contrarii. Datorită caracteristicii obţinute la fiecare amplificator, dacă semnalul aplicat la intrare este mai mic decît U_0, atunci tensiunile la ieşirile amplificatoarelor sînt egale şi de semne contrarii.

La ieşirea din sumator tensiunea este nulă.

Cînd tensiunea semnalului de la intrare devine mai mare ca U_0 tensiunile aplicate la intrarea celor două amplificatoare au aceeaşi polaritate, deci tensiunile la ieşirile lor vor fi egale în modul cu E şi de aceeaşi polaritate : tensiunea la ieşire devine egală cu $2E$.

O parte din această tensiune de ieşire, anume U_i se readuce la intrarea amplificatoarelor 1 şi 2. Dacă se micşorează tensiunea la intrare, bascularea la poziţia de tensiune de ieşire zero se produce pentru :

$$u_1 \pm U_0 \mp U_i = 0,$$

adică pentru

$$u_1 = | U_0 - U_i | .$$

Semnele la U_i şi U_0 diferă datorită faptului că dacă tensiunea la ieşire este pozitivă, atunci cînd se micşorează u_1, bascularea se produce acţionînd amplificatorul 2.

În fig. 13, *b* se prezintă caracteristica degenerată obţinută cu $U_d = 2U_0$.

Sistemul descris prezintă o foarte bună caracteristică de releu, datorită tocmai faptului că la pragul de sensibilitate se produce în mod brusc un salt al tensiunii la ieşire.

Pentru realizarea unor caracteristici de releu nepolarizat se poate pune un sistem de redresare în punte la intrarea unui element cu caracteristică de releu polarizat.

Transformator funcţional pentru funcţia unitate. Deşi funcţia aceasta prezintă dificultăţi matematice importante, conducînd la noţiunea de distribuţie, ea poate fi simulată electronic într-un mod relativ simplu. Se ştie anume că funcţia unitate este nulă pentru argumente negative şi egală cu unitatea pentru cele pozitive. Aceasta înseamnă că sistemul electronic

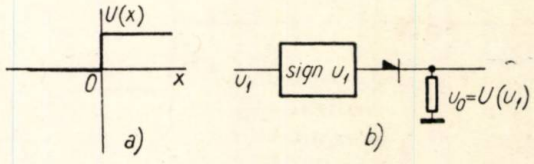


Fig. 14. Reprezentarea funcţiei unitare a lui Heaviside (*a*) şi circuitul electronic care o modelează (*b*).

trebuie să fie astfel încît pentru tensiuni negative la ieşire să nu obţină nimic, iar pentru tensiuni pozitive să avem la ieşire o tensiune constantă egală cu unitatea.

Aceasta se poate realiza simplu, dispunînd, mai întîi un circuit care simulează frecarea uscată în serie cu o diodă care permite trecerea prin ea numai într-un sens.

Modelul propus lasă o nedeterminare în ce priveşte valoarea funcţiei în origină. Din considerente fizice rezultă că în acest caz tensiunea la ieşire este zero, deci se modelează o funcţie unitate care în origină este nulă.

Transformator funcţional cu mai multe intrări. În unele cazuri se utilizează transformatoare funcţionale cu mai multe intrări, care se utilizează în cazul unor funcţii de mai multe variabile. Astfel de exemplu în cazul multiplicatoarelor cu cuadratori (fig.4) este necesar să se dispună de elemente care să realizeze funcţiile :

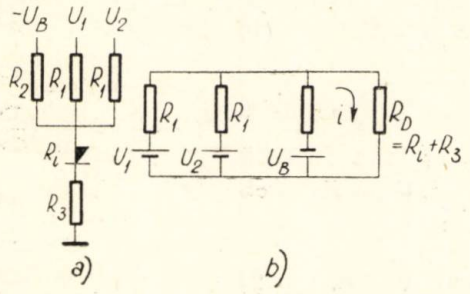


Fig. 15. Element cu diodă cu două intrări (*a*) şi schema echivalentă (*b*)

$$z = (x + y)^2 \qquad \text{şi} \qquad z = (x - y)^2$$

Un astfel de transformator se poate realiza cu elemente cu diodă cu două intrări, ca cele din fig.15.

Analiza funcţionării sistemului se face aplicînd teorema lui Thévenin la schema echivalentă. Curentul care trece prin diodă este :

$$i = \frac{uR_2 - u_B R}{R R_2 + R R_D + R_2 R_D}$$

unde $u = (u_1 + U_2)/2$.

Elementul dă, deci, un curent proporţional cu suma tensiunilor aplicate la intrare, aceasta evident după ce dioda începe să conducă. Punctul de tăiere al diodei poate fi controlat din rezistenţele din circuit, astfel încît montînd în paralel un număr suficient de mare de astfel de elemente se poate realiza un circuit care să modeleze un sistem care dă o funcţie monotonă de suma tensiunilor de la cele două intrări.

Aranjînd ca această funcţie să fie o parabolă pătratică, se obţine un cuadrator sumator.

Concluzii

Din prezentarea principalelor elemente neliniare utilizate în calculatoarele şi simulatoarele electronice, rezultă marea gamă de posibilităţi de studiu pe care o au aceste metode electronice de investigare. Probleme care nu pot fi abordate prin metodele analizei matematice decît cu mare greutate, pot fi simplu rezolvate cu aceste simulatoare şi calculatoare analogice.

Metodica proiectării acestor elemente este simplă, ea rezultă din considerentele fizice expuse anterior şi din formulele stabilite.

În cadrul programului de realizare a unui calculator electronic la catedra de tuburi electronice şi tehnică nucleară a Institutului Politehnic Bucureşti, s-a realizat o serie de astfel de elemente neliniare.

BIBLIOGRAFIE

[1] NICOLAU, EDM : *Utilizarea calculatorilor electronici în Automatică.* Electrotehnica IV (1956) 10, p. 456–461

[2] KOGAN, D. IA. : *O modelirovanii sistem avtomaticeskovo regulirovaniia prin nalici tipicinth nelineinth haracteristic.* Avtomatica i Telemecanica, XVI (1955) 2.

[3] TALANTEV, A. D. : *Proiectirovanie diodnth funcţionalnth preobrazovatelei.* Avtomatica i Telemecanica XVII (1956) 2

[4] KORN, S. A. ŞI KORN, T. N. : *Electronic analog Computers,* Mc. Graw Hill, New-York, 1956.

ARMAND SEGAL *)

Dublul repetor catodic

CZ 621.375.132.3

În numeroase cazuri practice performanţele necesar a fi realizate de etajul de ieşire a unei scheme electronice, impun proiectantului ca soluţie, utilizarea unui etaj repetor catodic (fig.1,*a* şi *b*). Adeseori, pentru lucrul în impulsuri, schema din fig.1,*a* este utilizată sub forma indicată în fig.2,*a* şi *b*, pentru a putea mări valoarea lui R_K fără a reduce prea mult curentul prin tub, deci şi panta tubului în punctul de funcţionare. Sînt bine cunoscute performanţele acestui montaj astfel încît nu prezintă interes o analiză suplimentară a acestei scheme. Este însă necesară sublinierea unor deficienţe în funcţionarea acestui etaj, deficienţe ce apar în unele condiţii de lucru.

Astfel la aplicarea unui semnal cu front abrupt, montajul poate să nu răspundă la fel de bine pentru ambele polarităţi. În mod concret, repetorul catodic răspunde mult mai bine la fronturile crescătoare decît la cele descrescătoare. Această diferenţiere în răspuns este rezultatul atît al reducerii pantei, în urma scăderii curentului prin tub, cît mai ales datorită existenţei unei capacităţi faţă de masă, la ieşirea montajului, deci în paralel pe R_K. (Valoarea acestei capacităţi rezultă din însumarea

*) Ing. A. SEGAL este inginer principal la Institutul de Fizică Atomică al Academiei R.P.R.

capacităţilor parazite a punctului respectiv şi a capacităţii faţă de masă a sarcinii). Fenomenul acesta poate fi cel mai bine evidenţiat în considerarea unui semnal negativ cu front de

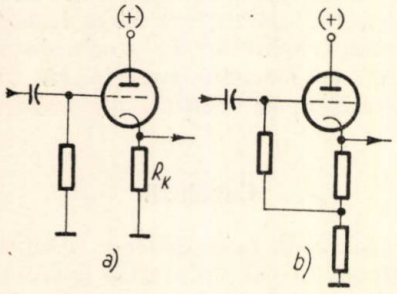


Fig. 1. Variante de scheme pentru repetorul catodic

pantă infinită şi de amplitudine mai mare decît tensiunea de tăiere a tubului (corespunzătoare tensiunii anodă-catodă a acestuia în punctul de funcţionare).

Într-adevăr, în aceste condiţii, deoarece potenţialul catodului nu poate scădea brusc în urma prezenţei capacităţii de la ieşire, tubul se taie şi frontul negativ al impulsului, la ieşi-

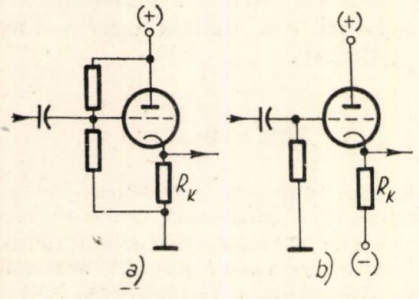


Fig. 2. Variante ale schemei din fig. 1, *a*, în care s-a introdus o polarizare.

rea din montaj, este determinat de constanta de timp de descărcare a capacităţii amintite pe rezistenţa din acel punct la masă (R_K în paralel cu rezistenţa de sarcină). De asemenea, încărcarea unui repetor catodic cu o impedanţă de prea mică valoare atrage după sine o înrăutăţire serioasă a performanţelor sale.

O modalitate prin care aceste inconveniente sînt parţial înlăturate este utilizarea unui curent de repaus de mare valoare prin repetor. Această soluţie, pe lîngă faptul că pretinde utilizarea unui tub mai puternic, sau chiar a două tuburi în paralel, atrage după sine şi un consum de putere mult mărit. O soluţie mult mai convenabilă, mai ales în ce priveşte reproducerea fronturilor negative şi a amplitudinii impulsurilor, este utilizarea schemei, mai puţin cunoscute, a dublului repetor catodic.

Dublul repetor catodic în regim liniar

Dublul repetor catodic (fig.3) este în fond un amplificator cu două etaje în care a fost introdusă o reacţie negativă totală. Geneza acestei scheme poate fi uşor înţeleasă din analiza ce urmează.

Să considerăm amplificatorul din fig.4. Punctul 1 este pus la un potenţial fix. Z_0 este o impedanţă de curent constant ideală.

Expresia factorului de amplificare a celor două etaje în considerarea a două pentode identice este respectiv :

$$a_1 = -SR \qquad (1)$$

şi $a_2 = -\frac{\mu Z_0}{\rho + Z_0}$, unde ρ este rezistenta internă a tubului. Cum $Z_0 = \infty$ rezultă :

$$a_2 = -\mu. \qquad (2)$$

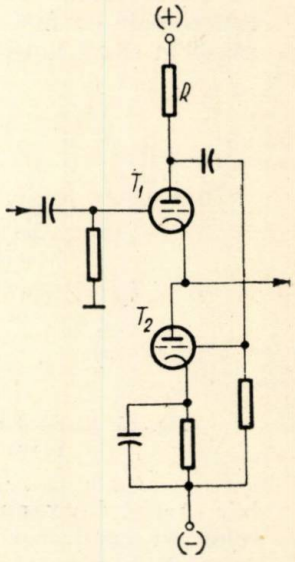


Fig. 3. Dublu repetor catodic

Dacă potenţialul anodei lui T_2 este egal cu potenţialul punctului 1 (fig.4) este evident că pentru a putea conecta cele două puncte este necesară ajustarea rezistenţei de negativare a tubului T_2 la o valoare corespunzătoare unui curent al tubului :

$$I_2' = I_1 + I_2,$$

unde I_1 şi I_2 sînt respectiv curenţii în punctele de funcţionare ale tuburilor T_1 şi T_2 (fig.4).

Desigur că prin închiderea buclei de reacţie se pot produce modificări în expresiile amplificării celor două etaje. Noile expresii le notăm cu a_1' şi respectiv a_2'.

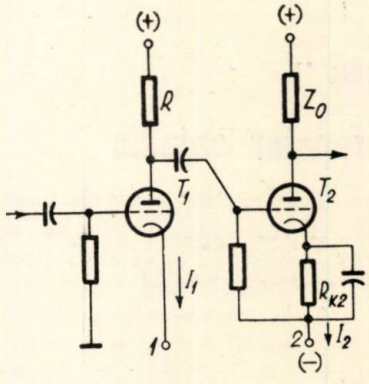


Fig. 4. Schema amplificatorului înaintea închiderii buclei de reacţie

În acest caz, determinarea amplificării întregului ansamblu *a*, cum şi a admitanţei de ieşire Y_e poate fi făcută comod pe schemele echivalente din fig. 5 şi 6.

După cum rezultă din fig.5 :

$$u_e = a'_1 a'_2 u_1 \quad \text{dar} \quad u_1 = u_i - u_e$$

Deci :

$$(1 + a'_1 a'_2) u_e = a'_1 a'_2 u_i$$

De aici $a = \frac{u_e}{u_i}$

$$a = \frac{a'_1 a'_2}{1 + a'_1 a'_2} . \qquad (3)$$

În ceea ce privește pe Y_e din fig.6, rezultă : $Y_e = \frac{i_1 + i_2}{\mu} i_1 = Su \left(\frac{1}{S} \text{ este impedanța de intrare pe catod la primul amplificator} \right)$.

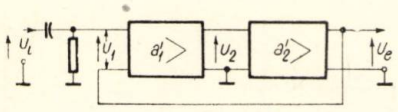


Fig. 5. Schema bloc a amplificatorului cu bucla de reacție închisă.

Valoarea lui i_2 se determină din schema echivalentă a celui de al doilea etaj (Z_0 fiind infinit mare, nici nu a mai fost reprezentat).

Rezultă :

$$i_2 = \frac{u + \mu u'_2}{\rho} \qquad u'_2 = - a'_1 u$$

$$i_2 = \frac{u - \mu a'_1 u}{\rho} = \frac{1 - \mu a'_1}{\rho} u$$

Deci

$$Y_e = \frac{i_1 + i_2}{u} = \left(Su + \frac{1 - \mu a'_1}{\rho} u \right) \frac{1}{u} =$$

$$= S + \frac{1 - \mu a'_1}{\rho} .$$

Cum $\mu a'_1 \gg 1$, rezultă

$$Y_e = (1 - a'_1) S. \qquad (4)$$

Să determinăm acum expresiile lui a'_1 și a'_2 Din fig.7 rezultă că expresia lui a'_2 este dată de relația :

$$a'_2 = \frac{\mu R_e}{\rho + R_e} \qquad (5)$$

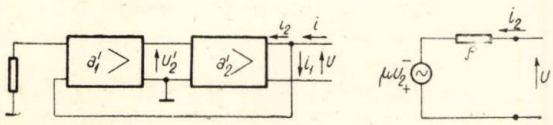


Fig. 6. Schemele utilizate pentru determinarea admitanței de ieșire.

unde R_e este rezistența ce se vede de la borna de ieșire către tubul T_1, pe bucla de reacție. (De fapt sarcina lui T_2 este formată prin punerea în paralela lui Z_0 cu R_e, însă deoarece $Z_0 = \infty$, sarcina echivalentă este egală cu R_e).

Pe de altă parte R_e rezultă din raportul tensiunii de ieșire la curentul tubului T_1 (i_1^*), adică

$$R_e = \frac{a u_i}{i_1^*} .$$

Dar

$$i_1^* = S (u_i - a u_i) = S(1 - a) u_i .$$

Deci

$$R_e = \frac{a u_i}{S(1 - a) u_i}$$

$$R_e = \frac{1}{S} \quad \frac{a}{1 - a} . \qquad (6)$$

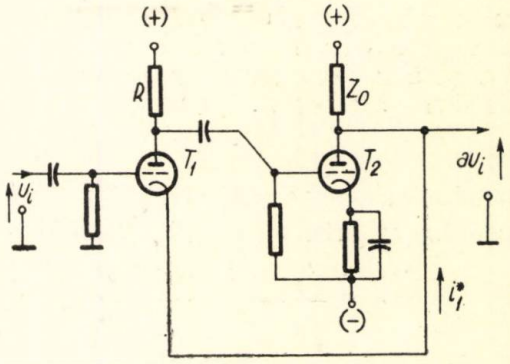


Fig. 7. Schema utilizată pentru determinarea noilor valori ale amplificării celor două etaje, după închiderea buclei de reacție.

Înlocuind în relația (6) pe a după relația (3) se obține

$$R_e = \frac{1}{S} \frac{\frac{a'_1 a'_2}{1 + a'_1 a'_2}}{1 - \frac{a'_1 a'_2}{1 + a'_1 a'_2}}$$

$$R_e = \frac{a'_1 a'_2}{S} . \qquad (7)$$

Transformînd relația (5) și folosind relația (7) rezultă :

$$a'_2 = \frac{\mu R_e}{\rho + R_e} = \frac{\mu}{1 + \frac{\rho}{R_e}} ; \qquad a'_2 + \frac{\rho}{R_e} a'_2 = \mu$$

$$a'_2 + \frac{\rho S}{a'_1 a'_2} a'_2 = \mu ; \qquad \frac{\mu}{a'_1} + a'_2 = \mu$$

De unde

$$a'_2 = \mu \left(1 - \frac{1}{a'_1} \right) . \qquad (8)$$

Este momentul de a preciza că după închiderea buclei de reacţie, apare cu totul inutilă păstrarea impedanţei de curent constant ideală Z_0. Ea nu mai joacă nici un rol, fiind şuntată de R_e. Este util de observat că R_e reprezintă în fond o impedanţă de curent constant reală.

Înlăturarea lui Z_0 din schema din fig. 7 duce la montajul dublului repetor catodic din fig. 3. Rolul introducerii lui Z_0 a fost acela de a explica geneza schemei şi de a uşura astfel, prin aplicarea teoriei generale a amplificatoarelor cu reacţie, deducerea parametrilor montajului.

În ce priveşte valoarea lui a_1', aceasta rămîne egal cu a_1 deoarece s-au păstrat condiţiile de funcţionare ale etajului (ca şi în cazul precedent, înaintea închiderii buclei de reacţie, este vorba de amplificarea etajului pentru un semnal aplicat între grila şi catoda tubului T_1, în particular semnalul u_1, fig.5). Deci

$$a_1' = a_1 \tag{9}$$

şi în consecinţă :

$$a_2' = a_2\left(1 - \frac{1}{a_1}\right). \tag{10}$$

Introducînd acum a_1' şi a_2' în relaţiile (3) şi (4), determinăm valorile lui a şi Y_e. Rezultă :

$$a = \frac{1}{1 + \frac{1}{a_2(a_1 - 1)}} \tag{11}$$

$$Y_e = (1 - a_1)\,S. \tag{12}$$

În bandă, valorile lui a_1 şi a_2 sînt date de relaţiile (1) şi (2). Înlocuind în (11) şi (12) şi ţinînd seamă de inegalităţile

$$(SR + 1) \gg 1 \qquad \text{şi} \qquad SR \gg 1$$

rezultă

$$a = 1 \tag{13}$$

şi

$$Y_e = |a_1|\,S \tag{14}$$

unde $|a_1| = SR$.

După cum se vede, admitanţa de ieşire este de $|a_1|$ ori mai mare decît în cazul repetorului catodic clasic, iar amplificarea este mult mai apropiată de unitate, comparativ cu acelaşi caz. (În ceea ce priveşte impedanţa la intrare a montajului, ea este practic identică cu a unui repetor catodic obişnuit, iar uneori mai mare).

Evident, relaţiile de mai sus sînt valabile numai atunci cînd cele două tuburi lucrează în regim liniar. Valabilitatea lor încetează de îndată ce apar curenţi de grilă sau unul din cele două tuburi se taie. Să vedem în ce măsură aceste fenomene înrăutăţesc performanţele montajului.

Dublul repetor catodic în regim de impulsuri

În această etapă, o analiză calitativă a funcţionării montajului va da răspunsul la întrebarea pusă. Analiza se face în ipoteza unui atac în impulsuri negative cu fronturi foarte drepte şi a unei sarcini rezistive şuntate de o capacitate. Amplitudinea impulsurilor şi valoarea rezistenţei de sarcină sînt astfel alese încît curentul ce este reprezentat prin raportul

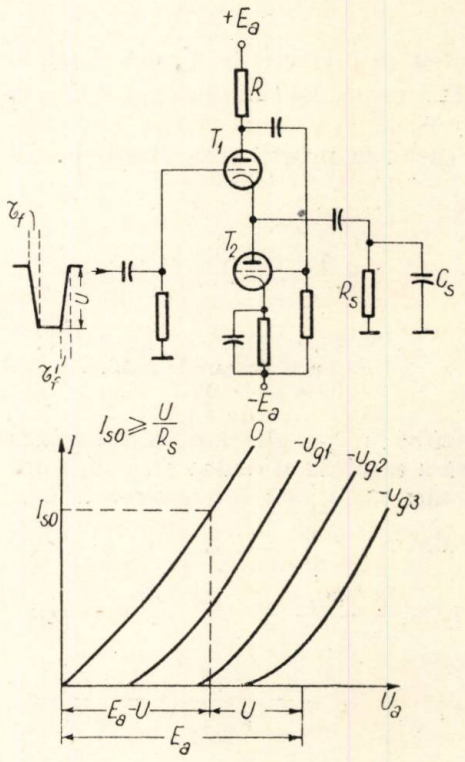


Fig. 8. Dublul repetor catodic în regim neliniar. Tensiunile de alimentare $+E_a$ şi $-E_a$ sînt de modul E_a şi respectiv pozitivă şi negativă faţă de masă

acestor două mărimi I_s să nu depăşească curentul tubului T_2 pe caracteristica zero I_{s0} la o tensiune anodă-catodă aproximativ egală cu diferenţa dintre E_a şi amplitudinea impulsului (fig. 8).

La aplicarea frontului negativ, montajul trebuie să absoarbă un curent i_0 a cărui valoare instantanee trebuie să fie egală cu suma curentului pe R_s şi a aceleia de descărcare a condensatorului C_s.

$$i_0 = \frac{t}{\tau_f} I_s + \frac{C_3}{\tau_f} U = \left(\frac{t}{\tau_f}\,\frac{1}{R_S} + \frac{C_S}{\tau_f}\right) U \tag{15}$$

pentru $0 \leqslant t \leqslant \tau_f$

unde se presupune un impuls trapezoidal, iar τ_f = timpul de creştere a impulsului de la zero la valoarea maximă.

Tot acest curent este preluat practic de tubul T_2 ce intră puternic în conducţie sub acţiunea semnalului pozitiv transmis de la T_1. Este de observat că în această fază se dispune

de o mare rezervă potenţială deoarece T_2 poate fi forţat să lucreze în regiunea pozitivă a caracteristicilor de grilă şi, deci, să absoarbă un curent foarte mare.

În tot intervalul de timp $0 \leqslant t \leqslant \tau_f$, amplificarea [relaţia (13)] este mai mult, ori mai puţin redusă faţă de unitate (adică frontul este reprodus mai puţin exact ori mai exact) după cum curentul necesar să fie absorbit de T_2 este mai mare ori mai mic.

În orice caz, de îndată ce t trece de valoarea τ_f, după un interval de timp mai mare ori mai mic, i_0 devine egal cu I_s şi montajul intră în condiţiile normale de lucru. Formulele (13) şi (14) îşi recapătă valabilitatea. (Variaţia tensiunii pe condensatorul de cuplaj dintre T_1 şi T_2, variaţie ce apare mai ales în urma circulaţiei curentului de grilă la tubul T_2, poate fi neglijată). Dacă

$$I_s > I_{s0}$$

tubul T_2 trebuie să lucreze, pe durata impulsului în regiunea pozitivă a caracteristicilor de grilă. În acest caz, amplitudinea impulsului pe sarcină poate fi determinată, pentru fiecare caz particular, pe caracteristicile tuburilor.

În ce priveşte funcţionarea montajului pe durata frontului crescător, situaţia este uneori mai proastă.

Montajul trebuie să furnizeze sarcinii un curent i_0^* a cărui expresie este dată în cele ce urmează :

$$i_0^* = \frac{C_s}{\tau_f'} U - \left(1 - \frac{t}{\tau_f'}\right) \frac{U}{R_s}$$

(originea timpului se mută la începutul frontului crescător).

Cît timp

$$i_0^* < I_0 \qquad (16)$$

unde I_0 este curentul de repaus prin T_1 şi T_2 (fig.8), relaţiile (13) şi (14) îşi păstrează valabilitatea. De îndată ce inegalitatea (16) nu mai este satisfăcută, tubul T_2 se taie şi funcţionarea în continuare a montajului este identică cu a unui repetor catodic clasic în catodul căruia este introdus grupul $C_s R_s$ şi în circuitul anodic al căruia se află, suplimentar, o rezistenţă R. Evident, la sfîrşitul frontului, montajul revine la vechile condiţii.

În sfîrşit, a mai rămas de considerat comportarea dublului repetor catodic în reproducerea pulsurilor pozitive. Se vede foarte uşor că situaţia este mult mai proastă. În general, de îndată ce tubul T_2 se taie (acest fenomen se produce chiar la o încărcare redusă a montajului deoarece I_0 este relativ mic) avem de a face cu o funcţionare de repetor catodic clasic a tubului T_1. (Aceasta pe întreaga perioadă a frontului pozitiv şi a duratei impulsului). Pe durata frontului negativ tubul T_2 intră în funcţiune şi montajul funcţionează normal.

Măsurători experimentale

Măsurătorile experimentale făcute asupra montajului din fig. 9 proiectat pentru a lucra cu impulsuri negative de scurtă durată (cîteva μs), de amplitudini pînă la 50 V şi cu frecvenţe joase de repetiţie (pînă la 1 kHz) ilustrează calităţile subliniate în articol. Încărcarea ieşirii cu o rezistenţă de 2200 Ω a atras după sine o reducere a amplitudinii impulsului de la ieşire cu mai puţin de 1%. În continuare, suntarea acestei sarcini cu capacităţi de pînă la 750 pF a produs doar înrăutăţirea frontului impulsului (pentru ultima valoare frontul negativ a devenit de aproximativ 2μs) fără a afecta cu nimic amplitudinea semnalului de sarcină.

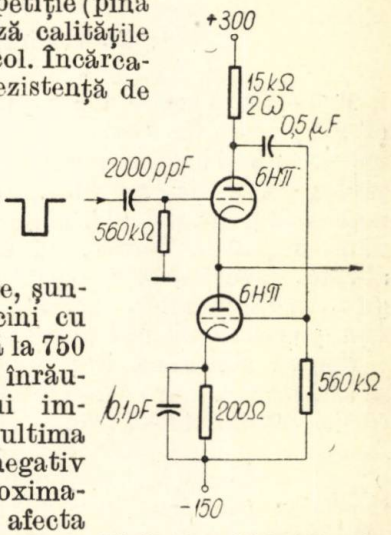


Fig. 9. Montaj folosit în măsurătorile experimentale

Concluzii

În concluzia acestei ultime analize, comparînd performanţe optime realizabile de repetorul catodic clasic şi de dublul repetor catodic, rezultă următoarele :

a) repetorul catodic clasic lucrează în condiţii optime la reducerea fronturilor crescătoare şi a amplitudinii impulsurilor pozitive ;

b) dublul repetor catodic lucrează în condiţii optime la reproducerea fronturilor descrescătoare şi a amplitudinii impulsurilor negative ;

c) în condiţiile optime de funcţionare ale ambelor montaje, performanţe realizate de dublul repetor catodic sînt cu mult superioare celor realizate de repetorul catodic clasic chiar în prezenţa unei mari sarcini capacitive.

Aceste calităţi deosebite au consacrat utilizarea dublului repetor catodic în schemele de conversie amplitudine-timp şi anume în locul de transformare preliminară amplitudine-tensiune treaptă. În aceste scheme un condensator este încărcat prin intermediul unei diode la tensiunea de vîrf a impulsului. Tensiunii în treaptă rezultată, ce reproduce cu acurateţe amplitudinea impulsului, i se poate asocia prin diverse metode o corespondenţă biunivocă cu timpul. În ceea ce priveşte considerentele practice de proiectare, acestea pot fi cu uşurinţă extrase din cele arătate pînă acum.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Cathode Follower of very Low Output Resistance on an report „Cathode Follower" by Calvin M. Hammack*, Regist. 469 Radiation Lab. M.I.T. Cambridge, Mass Electronics (1946), nr. 11, p. 206—210.

IULIAN LEIBOVICI *)

Observaţii asupra proiectării transformatoarelor de formare a impulsurilor pe miez de ferosiliciu obişnuit

CZ 621.314.2.001.24 : 621.385.38

1. Generalităţi

Transformatoarele de formare a impulsurilor (T.F.I.) sînt frecvent utilizate în electronica industrială şi în automatizări, pentru aprinderea prin grilă a tiratroanelor. Este îndeobşte cunoscut [1], [2], [3], [4], că aplicarea pe grilă a unor impulsuri scurte, cu front suficient de abrupt, favorizează funcţionarea stabilă şi sigură a tiratroanelor, definind în acelaşi timp mai precis momentul aprinderii.

Pentru generarea impulsurilor de aprindere se utilizează o mare varietate de scheme, metoda clasică rămînînd însă transformatorul T. F. I. [1]). Acesta este un transformator neliniar, la care o parte a circuitului magnetic, miezul magnetic secundar (pe care este bobinată înfăşurarea secundară), este adus la saturaţie. Ca urmare a variaţiei limitate de flux prin secundar, limitare dictată de saturaţie, tensiunea secundară are aspectul unor impulsuri scurte[2]). Forma tensiunii primare este îndeobşte sinusoidală.

Larga utilizare a transformatoarelor T.F.I. se explică prin avantajele oferite de acestea : volum mic, construcţie relativ simplă, consum redus, stabilitate în funcţionare şi lipsa nevoii de întreţinere, uşurinţa reglajului prin variaţia momentului aprinderii. Acest reglaj se poate face fie introducînd transformatorul în diagonala unei punţi de defazare, fie prevăzînd un bobinaj de premagnetizare de c.c. direct pe transformator, fie cu ambele metode combinate

Transformatoarele T.F.I. au de obicei o impedanţă internă mare şi, corespunzător, o caracteristică de sarcină în secundar proastă. Acest lucru nu supără atunci cînd transformatorul lucrează pe impedanţe mari, de cel puţin cîteva zeci de kΩ, ceea ce este aproape totdeauna cazul.

Aproape totalitatea exemplelor citate în literatură folosesc ca miez saturabil o porţiune relativ mică realizată din material magnetic de mare permeabilitate, de obicei aliaje feronichel de tipul „permalloy". Acest material prezintă avantajele unei saturaţii rapide la cîmpuri mici şi permite realizarea comodă şi fără precauţiuni deosebite a unor transformatoare T.F.I.cu performanţe satisfăcătoare.

Ne propunem în cele ce urmează să indicăm metoda de calcul care conduce la realizarea transformatoarelor T.F.I. construite în întregime din tolă ferosilicioasă de transformator de tip obişnuit, dat fiind că materialele speciale nu se află la îndemîna tuturor constructorilor de aparataj electronic şi de automatizare, sau se urmăreşte economisirea lor. Cu unele precauţiuni se pot obţine, şi în lipsa acestor materiale speciale, performanţe comparabile.

2. Soluţia constructivă

Diferitele variante folosite au ceva comun şi anume un circuit magnetic compus din trei braţe în paralel : unul este miezul primar, pe care se află înfăşurarea primară, al doilea este miezul secundar saturabil iar al treilea este un şunt magnetic care conţine un întrefier.

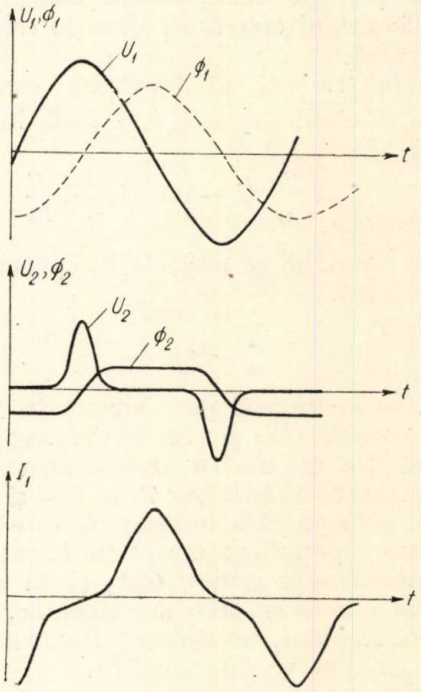


Fig. 1. Variaţia principalelor mărimi ale unui transformator ascuţitor.

Fluxul primar are de obicei ca şi tensiunea de alimentare, o variaţie sinusoidală în timp (fig. 1). La valori relativ mici, acest flux se închide aproape în întregime prin secundar, care nu a ajuns la saturaţie şi a cărui reluctanţă este inferioară celei a şuntului. La un moment dat însă, datorită saturaţiei, reluctanţa diferenţială a secundarului creşte brusc, fluxul prin

*) Ing. I. LEIBOVICI, este inginer la Institutul de Fizică Atomică al Academiei R.P.R.

[1]) În limba rusă „пиктрансформатор", în engleză „peaking transformer".

[2]) Se poate atinge o durată a impulsului de fracţiuni de ms, la 50 Hz.

el rămîne practic constant, diferenţa fiind preluată de şuntul magnetic. În lipsa acestuia, diferenţa de flux s-ar închide prin aer, ceea ce ar duce la un consum de curent magnetizant exagerat şi, eventual, la prezenţa în bobinajul

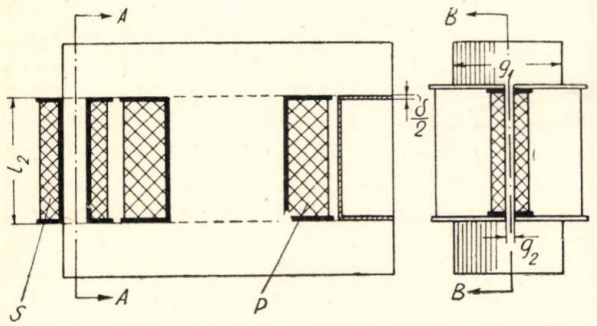


Fig. 2. Soluţia constructivă :
P—bobinaj primar ; *S*—bobinaj secundar.

secundar a unui flux de scăpări parazit, care ar strica forma impulsului de tensiune din secundar.

Pentru fixarea ideilor, în cele ce urmează am presupus un transformator realizat ca în fig. 2, din tole EI special prelucrate, plecînd de la cele standardizate. Miezul primar este ţesut. Secundarul are secţiunea redusă la numai cîteva tole, eventual îngustate.

Şuntul magnetic se află în partea opusă secundarului ; în acest fel căile fluxului de scăpări sînt îndepărtate de bobinajul secundar prin care, după saturaţie, fluxul trebuie să rămînă cît mai constant.

3. Ecuaţiile de proiectare

Pentru deducerea unor ecuaţii sub o formă direct utilizabilă în proiectare, trebuie puse o serie de premize privind mai ales aproximaţiile care se impun. Premizele principale privesc curba de magnetizare a materialului. Am considerat că aproximarea ei cu o ecuaţie analitică, lucru destul de frecvent în literatura problemei [5], riscă să conducă fie la aproximaţii slabe fie la un calcul greoi.

În cele ce urmează, vom presupune prima porţiune a caracteristicii de magnetizare liniară, pînă la un punct $P'(B', H')$, urmînd ca de aici să folosim caracteristica reală a materialului dată grafic sau tabulat. Din această a doua porţiune vom folosi mai ales punctul $P_M(B_M, H_M)$, asupra căruia revenim mai jos.

Vom neglija influenţa fenomenului de histerezis a materialului. Vom neglija de asemenea reluctanţa miezului primar şi a porţiunii feromagnetice a şuntului faţă de reluctanţa secundarului şi a întrefierului. Nu vom ţine seamă de fluxul de scăpări (în caz de nevoie se poate introduce un întrefier echivalent) şi nici de pierderi.

În cele ce urmează, cu indicele 1 sînt notate mărimile referitoare la primar, cele cu indicele 2 se referă la secundar, iar cu indicele 3 — la şuntul magnetic. Astfel sînt : inducţia B şi cîmpul H, fluxul Φ, secţiunea S, lungimea circuitului magnetic l şi a întrefierului δ, numărul de spire n etc.

Pentru circuitul magnetic din fig. 2 avem :

$$B_1 S_1 = B_2 S_2 + B_3 S_3 \qquad (1)$$

şi

$$H_2 l_2 = H_3 \delta_3. \qquad (2)$$

Scriem ecuaţia (1) la două momente deosebite şi anume : primul t', în care s-a atins în secundar punctul P' ($\omega t' = \theta$) :

$$B_{1M} \sin \theta S_1 = B'_2 S_2 + B'_3 S_3 = B'_2 S_2 + \mu_0 \frac{l_2}{\delta_3} H'_2 S_3 \qquad (1')$$

şi al doilea, t_M, în care fluxul a ajuns la valoarea maximă $\left(\omega t_M = \frac{\pi}{2}\right)$ şi în care s-a atins în secundar punctul P_M :

$$B_{1M} S_1 = B_{2M} S_2 + \mu_0 \frac{l_2}{\delta_3} H_{2M} S_3. \qquad (1'')$$

Următoarele inegalităţi exprimă faptul că de la t' începe saturaţia şi că, de aceea, H_2 creşte mai repede decît sinusoidal iar B_2 mai încet.

$$\left.\begin{aligned} H'_2 &< H_{2M} \sin \theta \\ B'_2 &> B_{2M} \sin \theta \end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

Definim mărimea

$$A = \frac{H_{2M} \sin \theta - H'_2}{B'_2 - B_{2M} \sin \theta} \qquad (4)$$

care este un *factor de neliniaritate* totdeauna pozitiv.

Din ecuaţiile (1') şi (1'') şi folosind notaţia (4), se găseşte

$$\delta_3 = \mu_0 l_2 \frac{S_3}{S_2} A \qquad (5)$$

şi

$$\Phi_{1M} = B_{1M} S_1 = S_2 \left(\frac{H_{2M}}{A} + B_{2M}\right). \qquad (6)$$

Alte mărimi importante sînt f.e.m. pe spiră în primar şi secundar şi curentul magnetizant primar.

F.e.m. pe spiră în primar e dată de :

$$\frac{U_{1M}}{n_1} = 2\pi f \Phi_{1M} = 2\pi f S_2 \left(\frac{H_{2M}}{A} + B_{2M}\right). \qquad (7)$$

În secundar, maximul impulsului de tensiune are loc la trecerea fluxului prin zero, deci cînd circuitul este liniar. Variaţia fluxului în intervalul $(-\Phi'_2, \Phi'_2)$ e sinusoidală, după legea :

$$\Phi_2 = \frac{\Phi'_2}{\sin \theta} \sin \omega t. \qquad (8)$$

Ca urmare:

$$\frac{U_{2M}}{n_2} = 2\pi f \frac{S_2 B_2'}{\sin \theta}. \quad (9)$$

De remarcat că avem totdeauna

$$\frac{U_{2M}}{n_2} < \frac{U_{1M}}{n_1}.$$

Curentul de magnetizare (ţinînd seama de aproximaţiile făcute) se calculează din:

$$F_M = n_1 I_{1M} = H_{2M} l_2 \quad (10)$$

adică:

$$I_{1M} = \frac{H_{2M} l_2}{n_1} = \frac{2\pi f}{U_{1M}} l_2 S_2 H_{2M}\left(\frac{H_{2M}}{A} + B_{2M}\right). \quad (11)$$

4. Metodica proiectării

Pentru proiectare se dau de obicei U_{1M} şi U_{2M}, precum şi lăţimea impulsului secundar t_i.

Cu o aproximaţie suficient de bună putem pune:

$$t_i = (1{,}3 \ldots 1{,}5)\frac{2\theta}{\omega} = (1{,}3 \ldots 1{,}5)\frac{\theta}{\pi} T \quad (12)$$

de unde deducem sin θ.

Se dă desigur şi caracteristica de magnetizare a materialului, pe care fixăm punctul P' (la tola ∋ 4A se recomandă $B' = 1 \ldots 1{,}2 \frac{\text{Wb}}{\text{m}^2}$).

Bazîndu-se pe experienţa acumulată sau pe cîteva încercări prealabile, proiectantul alege tipul de tolă normalizată de la care va pleca în construirea miezului. Soluţia constructivă finală va trebui să necesite modificări minime asupra tipului normalizat ales.

Vom căuta să realizăm un transformator care să îndeplinească cerinţele cu un consum minim de curent de magnetizare. Acest lucru este avantajos în special cînd transformatorul se află în diagonala unei punţi de defazare [1].

Factorul care intervine în ecuaţia (11):

$$C = H_{2M}\left(\frac{H_{2M}}{A} + B_{2M}\right) \quad (13)$$

nu depinde decît de material precum şi de punctul P' şi sin θ daţi. Se poate trasa curba $C = f(H_{2M})$, care prezintă un minim.

Minimul lui C este un criteriu pentru alegerea lui P_M, care însă nu trebuie folosit rigid. Se mai poate lua în considerare şi micşorarea suprafeţei ferestrei, care este proporţională cu F_M din (10) şi scade deci cu H_{2M}. Se recomandă alegerea lui H_{2M} egal sau cu puţin mai mic decît valoarea indicată de minimul funcţiei C. Calculăm apoi factorul de neliniaritate A din (4).

Pentru alegerea suprafeţei S_2 trebuie să admitem un compromis. O valoare mare pentru S_2 conduce la creşterea corespunzătoare a curentului I_{2M}, conform cu (11); o valoare mică reduce însă f.e.m. pe spiră şi conduce la un număr mare de spire în primar şi în secundar, (dacă U_{1M} şi U_{2M} sînt date) conform cu (7) şi (9), ceea ce poate fi supărător din punct de vedere constructiv. De obicei se scade S_2 prin tatonări, atît cît permite suprafaţa ferestrei.

Lungimea circuitului magnetic secundar, l_2, se alege din consideraţii constructive, în care

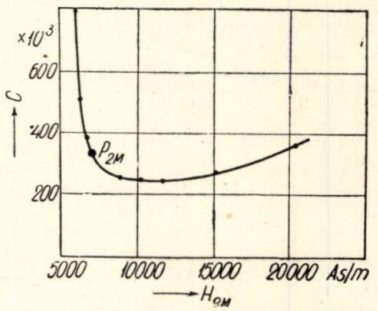


Fig. 3. Variaţia factorului C cu H_{2E} la tola 4A conform caracteristicii date în [6] tabela 9—5. P' şi θ conform exemplului din anexă.

îndepărtarea fluxului de scăpări de bobinajul secundar joacă un rol principal.

Din (6) se poate calcula Φ_{1M} iar din (11) I_{1M}. Mai rămîn B_{1M}, S_1, S_3 şi δ_3. Între S_1 şi S_3 există de obicei o relaţie dată de tipul tolei, grosimea pachetului fiind aceeaşi pentru miezul primar şi pentru şunt. În exemplul din fig. 2 avem $S_1/S_3 = 2$.

De remarcat că δ_3 şi B_{1M} variază invers proporţional. Este mai comod să-l alegem pe δ_3, a cărui valoare nu trebuie să depăşească cîteva zecimi de mm din cauza creşterii fluxului de scăpări. Valoarea aleasă este limitată inferior de posibilităţi tehnologice şi de neglijarea căderii de tensiune magneto-motoare pe miezul primar faţă de căderea de tensiune magneto-motoare pe întrefier.

O dată stabilit δ_3, restul parametrilor se calculează cu (5) şi (6).

Considerăm proiectarea terminată după ce stabilim diametrul şi tipul conductoarelor din bobinajul primar şi secundar. Curentul secundar, fiind în impulsuri, are o valoare eficace în general redusă, astfel că diametrul înfăşurării secundare e limitat inferior mai ales de creşterea rezistenţei interne a transformatorului şi de considerente tehnologice. Pentru bobinajul primar, conductorul se calculează la valoarea eficace a curentului de magnetizare, componenta activă fiind neglijabilă.

Se verifică umplerea ferestrei şi, eventual, izolaţia[3]).

În anexă se tratează un exemplu de calcul şi se dau performanţele experimentale ale transformatorului ascuţitor construit pe această bază.

În încheiere, ţin să mulţumesc tov. prof. ing. CHR. VAZACA şi tov. ing. ST. HALTRICH pentru îndemnul de a studia problema şi pentru sugestiile date pe parcurs.

[3]) Uneori bobinajul secundar trebuie izolat la cîţiva kV.

ANEXĂ. Exemplu de calcul.

Se cere proiectarea unui transformator T. F. I. care să dea un impuls de tensiune avînd $U_{2M} = 100$ V şi $t_i = 1$ ms. Valoarea eficace a tensiunii primare : 220 V, 50 Hz. Secundarul nu trebuie izolat la tensiune înaltă.

Deducem imediat din (12) :

$$\theta = \frac{\pi}{1{,}4}\,\frac{t_i}{T} \leqslant 0{,}1 \text{ şi } \sin\theta = \sin 0{,}1 \leqslant 0{,}1$$

O tolă potrivită ca punct de plecare este EI15 ale cărei dimensiuni se dau în fig. 4.

Fie $H_3' = 540$ As/m şi corespunzător $B_3' = 1{,}2$ Wb/m². În aceste condiţii, curba $C = f(H_{2M})$ este cea din fig. 2. Prin cîteva încercări constatăm că, dacă alegem $H_{2M} \leqslant 11000$ As/m, unde curba prezintă un minim relativ plat, riscăm ca bobinajul să nu încapă în fereastră. Din acest motiv alegem P_M astfel :

$H_{2M} = 6950$ As/m, $B_{2M} = 1{,}65$ Wb/m².

Circuitul magnetic secundar poate fi comod realizat pe una din coloanele extreme, avînd $l_2 = 37{,}5$ mm $= 3{,}75 \cdot 10^{-2}$ m.

Reducerea secţiunii secundare se va face atît prin tăierea coloanei respective la aproape toate tolele, lăsînd numai

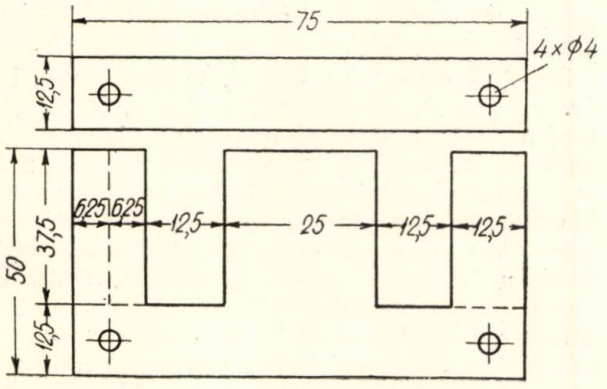


Fig. 4. Tola EI 25.
Linia punctată indică conturul de tăiere

cîteva, precum şi prin reducerea lăţimii coloanei chiar la aceste cîteva tole. În acest fel mărim suprafaţa ferestrei disponibilă pentru bobinaje.

Reducem lăţimea coloanei la jumătate : $l_2' = 6{,}25$ mm. Cu ajutorul celor spuse la § 4, ne fixăm la grosimea miezului secundar de două tole :

$g_2 = 0{,}7$ mm.

$S_2 = 6{,}25 \cdot 0{,}7 = 4{,}36$ mm² $= 4{,}36 \cdot 10^{-6}$ m².

Calculăm factorul de neliniaritate A din (4) :

$$A = \frac{H_{2M}\sin\theta - H_2'}{B_2' - B_{2M}\sin\theta} = \frac{6950 \cdot 0{,}1 - 540}{1{,}2 - 1{,}65 \cdot 01} \leqslant 150$$

Din (6) şi (11) avem :

$$\Phi_{1M} = S_2\left(\frac{H_{2M}}{A} + B_{2M}\right) = 4{,}36 \cdot 10^{-6}\left(\frac{6950}{150} + 1{,}65\right) =$$

$$= 209 \cdot 10^{-6} \text{ Wb.}$$

$$I_{1M} = \frac{2\pi f}{U_{1M}}\, l_2\, S_2\, H_{2M}\left(\frac{H_{2M}}{A} + B_{2M}\right) =$$

$$= \frac{2\pi \cdot 50}{\sqrt{2} \cdot 220} \cdot 3{,}75 \cdot 10^{-2} \cdot 4{,}36 \cdot 10^{-6} \cdot 332 \cdot 10^{-3} = 54{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ A.}$$

Ţinînd seama de densitatea de curent admisibilă, alegem un conductor pentru bobinajul primar de diametru $d_1 = 0{,}15$ mm, din cupru cu izolaţie de email. Pentru bobinajul secundar, parcurs de un curent neglijabil, alegem un conductor analog, de diametru $d_2 = 0{,}05$ mm.

Numărul de spire din primar şi secundar se calculează din (7) şi (9) :

$$n_1 = \frac{U_{1M}}{2\pi f \Phi_{1M}} = \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{2\pi \cdot 50 \cdot 209 \cdot 10^{-6}} = 4800.$$

Luăm $n_1 = 5000$ spire.

$$n_2 = \frac{U_{2M}}{2\pi f \cdot S_2 \dfrac{B_2'}{\sin\theta}} = \frac{100}{2\pi \cdot 50 \cdot 4{,}36 \cdot 10^{-6} \cdot 12} = 6100.$$

Luăm $n_2 = 6000$ spire.

Şuntul magnetic va fi realizat pe coloana extremă opusă celei pe care este realizat secundarul, pentru a îndepărta fluxul de scăpări de bobinajul secundar. Pe coloana centrală se va bobina primarul.

Intrefierul va fi realizat prin tăierea coloanei la toate tolele. Se realizează un pachet din bucăţile tăiate, care se prelucrează dacă e cazul şi se introduce la loc în miezul realizat din tolele ţesute, prevăzînd la rosturi distanţiere de pînză uleiată sau preşpan de grosimea dorită.

În cazul nostru, alegem :

$\delta_3 = 2 \cdot 0{,}2$ mm $= 0{,}4$ mm $= 0{,}4 \cdot 10^{-3}$ m.

Din (5) deducem :

$$S_3 = \frac{S_2\,\delta_3}{\mu_0\, l_2 A} = \frac{4{,}36 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}40 \cdot 10^{-3}}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 3{,}75 \cdot 10^{-2} \cdot 150} =$$

$$= 2{,}48 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 = 2{,}5 \text{ cm}^2$$

$S_1 = 2\, S_3 = 5$ cm²

Secţiunea brută a miezului central

$S_{1B} = 1{,}1 \cdot 5 = 5{,}5$ cm².

Grosimea pachetului de tole :

$$g_1 = \frac{5{,}5}{2{,}5} = 2{,}2 \text{ cm, adică cca. 63 tole, din care numai două}$$

vor avea şi coloana pe care e bobinat secundarul.

Informativ, calculăm şi inducţia în miezul primar :

$$B_{1M} = \frac{\Phi_{1M}}{S_1} = \frac{209 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^{-4}} = 0{,}42 \text{ Wb/m}^2.$$

Transformatorul proiectat mai sus a fost realizat[4]) şi încercat, măsurîndu-se următorii parametri :

a) Tensiunea secundară maximă în gol, la 220 V în primar, măsurată cu oscilograful : $U_{2M} = 92$ V.

b) Curentul maxim primar, cu secundarul în gol, măsurat tot cu oscilograful pe o rezistenţă serie etalon : $I_{1M} = 50$ mA. Forma este foarte apropiată de o sinusoidă.

c) Curentul eficace în primar, cu secundarul în gol :

$$I_{1\,ef} = 36{,}5 \text{ mA.}$$

d) Variaţia tensiunii maxime în secundar, cînd sarcina variază de la gol la 50 kΩ : $\Delta U_{2M}/U_{2M} = 35$ %

Variaţia curentului primar, în aceleaşi condiţii, este insensibilă. Valoarea duratei impulsului obţinută experimental este $t_i \cong 900$ μs.

BIBLIOGRAFIE

[1] BULGACOV, A. A. : *Electronnie ustroistva avtomaticescovo upravleniia* Gosenergoizdat, Moscova, 1951.

[2] GORELIK, A. L. : *Promîşlennaia elektronika*, Gosenergoizdat, Moscova, 1951.

[3] MORACK, M. : *Voltage impulses for thyratron grid control*, General Electric Review, 37, (1934) nr. 6.

[4] REUBEN LEE : *Electronic transformers and circuits*, J. Wiley and Sons, New-York, 1955.

[5] BESSONOV, L.A. : *Elektriceskie tepi so stalîu*, Gosenergoizdat, Moscova, 1948.

[6] *Indreptar electrotehnic*, Trad. din limba rusă, Ed. Energetică de Stat, Bucureşti, 1955.

[4]) In laboratorul de electronică al I. F. A., de tov. IVĂNESCU NICOLAE.

MIHAI V. POPOV *)

Teoria reactoarelor nucleare privită din punctul de vedere al reglării reactoarelor

CZ 621.039.42—53

1. Consideraţii preliminare

Unul dintre elementele esenţiale ale unui reactor nuclear, folosit în scopuri paşnice, este sistemul de reglare a reactorului. Un reactor lipsit de sistemul de reglare ori nu ar funcţiona, ori ar face explozie.

Teoria reglării automate a reactoarelor nucleare, deşi este astăzi încă în plină dezvoltare, a devenit deja o disciplină îndeajuns de vastă. Ea constă din reunirea, prin matematică, a mai multor discipline, care se pot împărţi în trei mari categorii : teoria reactoarelor nucleare, teoria generală a sistemelor de reglare automată şi, în sfîrşit, discipline speciale ca : electronica, teoria maşinilor electrice etc. Teoria reactoarelor nucleare este de primă importanţă pentru reglarea reactoarelor. Ea stabileşte metodele prin care se poate realiza controlul reactorului şi permite să se determine comportarea statică şi dinamică a acestuia, considerat ca o unitate separată, în diferitele condiţii de exploatare.

A doua ramură dintre cele trei semnalate mai sus, teoria sistemelor de reglare automată, permite ca, pe baza teoriei reactoarelor nucleare şi a disciplinelor speciale, să se determine comportarea statică şi dinamică a sistemului de reglare în ansamblul său. Disciplinele speciale furnizează datele necesare pentru proiectarea şi predeterminarea caracteristicilor de funcţionare ale diferitelor elemente din lanţul de reglare.

Dat fiind cadrul acestui articol, ne vom mărgini la tratarea primului aspect menţionat mai sus, expunînd noţiunile şi rezultatele fundamentale din teoria reactoarelor din punctul de vedere al aplicării lor la reglarea reactoarelor.

În expunere vom insista în mod special asupra semnificaţiei fizice a diferitelor ecuaţii şi asupra condiţiilor în care sînt valabile concluziile obţinute.

2. Efectul global al barelor de reglare

2.1. *Principalele fenomene care au loc într-un reactor.* Într-un reactor nuclear se întreţine reacţia nucleară de fisiune în lanţ. În urma procesului de fisiune, nucleele care formează combustibilul nuclear se împart în două părţi simultan cu degajarea unei mari cantităţi de căldură, dînd naştere atît unor elemente noi — produşii de fisiune — cît şi unui număr de neutroni (pentru U^{235}, în medie, 2,5 neutroni de fiecare nucleu care fizionează). Neutronii astfel produşi au energii foarte variate, valoarea medie fiind de circa 1 MeV.

Aceşti neutroni se ciocnesc cu nucleele din reactor şi pierd o parte din energia lor cinetică, suferind astfel o încetinire. Totodată, neutronii se deplasează din zonele cu densitate de neutroni mare către zonele cu densitate de neutroni mică, suferind prin aceasta un proces de difuzie. O parte dintre neutroni sînt înglobaţi, prin absorbţie, în nucleele din interiorul reactorului, fără a provoca fisiuni. O altă parte, ies din incinta reactorului, prin scăpări. În sfîrşit, o altă parte dintre neutroni sînt absorbiţi în nucleele fisionabile şi produc totodată noi fisiuni, întreţinînd astfel reacţia în lanţ.

Fisiunea, încetinirea, difuzia, absorbţia şi scăpările sînt astfel principalele fenomene care intervin în funcţionarea reactorului. Obiectul teoriei reactoarelor nucleare constă în a stabili şi a interpreta legile statistice care guvernează aceste fenomene, în special difuzia, încetinirea şi scăpările.

2.2. *Formula celor patru factori.* Cel mai simplu mod de a ţine seamă de fenomenele dintr-un reactor este reprezentat de formula celor patru factori. Această formulă rezultă imediat din însăşi definiţia celor patru factori pe care îi cuprinde. Înaintea stabilirii ei este necesar să se facă unele observaţii, preliminare : Întrucît neutronii „se nasc" în procesul de fisiune şi au un sfîrşit (sînt absorbiţi sau scapă din reactor) are sens să se vorbească de „generaţii" succesive de neutroni. Este important să se observe că încetinirea neutronilor nu poate avea loc dincolo de o anumită limită, întrucît atomii şi moleculele din mediu sînt în mişcare datorită agitaţiei termice. Neutronii care ating această limită, al cărei ordin de mărime este de 0,03 eV, se numesc neutroni termici.

Definiţiile ce urmează vor fi scrise sub formă de fracţie pentru a uşura deducerea formulei celor patru factori. Toate valorile care intră în aceste definiţii sînt valori medii.

Formula celor patru factori dă expresia coeficientului de multiplicare într-un mediu infinit, k, a cărui definiţie este :

$$k = \frac{\text{numărul neutronilor termici absorbiţi în combustibil în a doua generaţie}}{\text{numărul neutronilor termici absorbţi în combustibilul în prima generaţie}}. \quad (2.1)$$

*) Ing. M. V. POPOV este Şef de laborator la Institutul de Energetică al Academiei R.P.R.

De multiplicarea neutronilor în urma fisiunii se ţine seama introducînd coeficientul η care are definiţia :

$$\eta = \frac{\text{numărul de neutroni rapizi obţinuţi prin fisiune cu neutronii termici}}{\text{numărul neutronilor termici absorbiţi în combustibil în prima generaţie}}. \quad (2.2)$$

Întrucît nu numai neutronii termici ci şi neutronii de energii mai mari, pot provoca fisiuni se introduce coeficientul de multiplicare prin neutroni rapizi ε, care se defineşte prin raportul :

$$\varepsilon = \frac{\text{numărul total de neutroni rapizi (obţinuţi prin fisiune cu neutroni de toate energiile)}}{\text{numărul de neutroni rapizi obţinuţi prin fisiune cu neutroni termici}}. \quad (2.3)$$

În decursul încetinirii, o parte din neutroni sînt asborbiţi fără fisiune. De acest fenomen ţine seama probabilitatea evitării capturii de rezonanţă, p :

$$p = \frac{\text{numărul total de neutroni rapizi care evită captura la încetinire pînă în zona termică}}{\text{numărul total de neutroni rapizi}}. \quad (2.4)$$

Într-un mediu infinit, cînd scăpările sînt nule, toţi neutronii încetiniţi pînă la energia termică sînt absorbiţi. Nu toţi sînt însă absorbiţi în combustibil. De aceea, se introduce coeficientul de utilizare termică f, avînd definiţia :

$$f = \frac{\text{numărul neutronilor termici absorbiţi în combustibil în a doua generaţie}}{\text{numărul total de neutroni termici absorbiţi}}. \quad (2.5)$$

Din definiţiile de mai sus rezultă imediat[1]) formula celor patru factori :

$$k = \eta \cdot \varepsilon \cdot p \cdot f \quad (2.6)$$

Relaţia nu ţine seamă de scăpările de neutroni şi de aceea n-ar fi valabilă decît într-un mediu infinit.

Întrucît mediul este finit se introduce un factor suplimentar P, care reprezintă probabilitatea de a evita scurgerea. Se defineşte apoi coeficientul de multiplicare efectivă avînd expresia :

$$k_{ef} = k \cdot P \quad (2.7)$$

Condiţia de autoîntreţinere a reacţiei în lanţ (numită şi condiţia critică) este :

$$k_{ef} = 1. \quad (2.8)$$

Factorii care intervin în (2.6) şi (2.7) trebuie determinaţi pe cale experimentală sau teoretică.

2.3. *Rolul şi necesitatea reglării.* Dacă într-un reactor este îndeplinită relaţia (2.8) se spune că reactorul este în stare staţionară, sau în stare critică, sau că dimensiunile reactorului sînt dimensiuni critice, toate aceste formulări fiind echivalente. Relaţia (2.8) trebuie să fie îndeplinită în tot timpul exploatării efective a reactorului.

Egalitatea (2.8) nu se poate însă menţine de la sine un timp îndelungat, deoarece toţi factorii din expresia lui k_{ef} variază în timp. Cauzele acestor variaţii sînt multiple : scăderea numărului de nuclee de combustibil în timp, efectul de otrăvire a reactorului, efectele de temperatură, variaţiile stării agentului termic care serveşte la evacuarea căldurii din reactor etc. Se vor examina în cele ce urmează, pe scurt, aceste efecte.

Prin însăşi procesul de fisiune, numărul de nuclee fizionabile scade şi în mod corespunzător creşte numărul nucleelor produşilor de fisiune. Printre produşii de fisiune există unii (în special X_e^{135}) care absorb foarte puternic neutronii. Efectul acestor produşi de fisiune se obişnuieşte să se numească efect de „otrăvire" a reactorului.

Pe de altă parte există variaţii inevitabile de temperatură şi acestea fac să varieze atît densitatea materialelor care compun reactorul cît şi limita inferioară, pînă la care pot fi încetiniţi neutronii (valoarea energiei la care neutronii devin „termici", adică ajung în echilibrul termic cu mediul). Variaţia densităţii atrage existenţa unui „coeficient de temperatură al densităţii" şi are ca efect principal variaţia parcursului liber mijlociu al neutronilor şi, ca urmare, variaţia probabilităţii absorbţiei, difuziei şi scăpării neutronilor din reactor. Variaţia energiei neutronilor termici atrage de asemenea o variaţie a probabilităţilor de absorbţie şi difuzie întrucît aceste probabilităţi sînt funcţie de energie[2]).

Pe lîngă aceasta se produce şi aşa numitul „efect Doppler nuclear" care face ca probabilitatea evitării capturii de rezonanţă p (definit la punctul (2.2) să scadă cînd temperatura mediului creşte.

Pentru a compensa toate aceste efecte este necesar să se dea unuia sau mai multor parametri din expresia lui k_{ef} variaţii în sens contrar. Metoda cea mai des folosită în acest scop constă în a varia coeficientul de utilizare termică f[3]) prin introducerea unor bare absorbante de neutroni (de obicei cadmiu sau bor) la o adîncime reglabilă în reactor.

---

[1]) În acest scop este suficient să se observe că numărătorii expresiilor (2.2) şi (2.3) ale lui η şi ε sînt respectiv egali cu numitorii expresiilor lui ε şi p. Numărătorul expresiei (2.4) a lui p este egal, într-un mediu infinit, cu numitorul lui f (2.5). Ca urmare, introducînd aceste expresii în membrul drept al formulei (2.6) şi efectuînd simplificările se găseşte că factorul k este egal cu raportul dintre numărătorul lui f şi numitorul lui η, ceea ce concordă pe deplin cu expresia lui k dată mai sus (2.1).

[2]) Aceste probabilităţi pe cm de parcurs al neutronilor se exprimă prin „secţiunile eficace macroscopice" avînd dimensiunea egală cu inversul unei lungimi.

[3]) Trebuie notat că, pe lîngă variaţia lui f are loc şi variaţia celorlalţi factori din formula lui k_{ef}, în special a lui P.

3. Efectul barelor de reglare asupra distribuţiei fluxului de neutroni în regim staţionar

3.1. *Ecuaţia difuziei.* Modul cel mai exact de a reprezenta matematic fenomenele dintr-un reactor este dat de aşa numita ecuaţie cinetică a lui Boltzmann. Din punct de vedere fizic, această ecuaţie reprezintă legea de conservare a neutronilor. Soluţionarea efectivă a ecuaţiei cinetice prezintă însă dificultăţi atît de mari încît este necesar să se recurgă la unele aproximaţii care permit rezolvarea simplă a problemei restrîngînd însă totodată sfera de aplicaţie a rezultatelor obţinute.

Dacă se consideră unitatea de volum cu centrul într-un punct oarecare din reactor, se constată prezenţa în această unitate de volum a unui număr de neutroni avînd viteze diferite atît ca mărime cît şi ca direcţie şi sens. Neutronii nu sînt distribuiţi numai în spaţiu ci şi pe viteze. Acest fapt este luat în consideraţie de ecuaţia cinetică a lui Boltzmann.

Studiul se simplifică dacă se consideră că toţi neutronii au aceeaşi mărime a vitezei (aceeaşi energie) şi că distribuţia vitezelor este izotropă, neexistînd nici o direcţie privilegiată a vitezelor. În acest caz, obiectul studiului se reduce la determinarea distribuţiei de neutroni în spaţiu. Se poate atunci defini densitatea de neutroni $n(\mathbf{r})$, drept numărul mediu de neutroni din unitatea de volum şi fluxul scalar de neutroni Φ (sau, simplu, fluxul de neutroni) drept produsul $n(\mathbf{r}).v$, unde v este viteza neutronilor, aceeaşi pentru toţi neutronii întrucît am presupus că neutronii au aceeaşi energie (sînt monoenergetici). Este important să se remarce că, din punct de vedere fizic, fluxul de neutroni reprezintă suma drumurilor parcurse în timp de o secundă de toţi neutronii din unitatea de volum considerată.

Cu ajutorul fluxului de neutroni se exprimă în mod deosebit de simplu fenomenul de absorbţie. Se defineşte, pentru fiecare material, secţiunea eficace macroscopică de absorbţie Σ_a, reprezentînd probabilitatea ca un neutron să fie absorbit pe un centimetru de parcurs. Se vede imediat că produsul $\Sigma_a\Phi$ reprezintă numărul mediu de neutroni absorbiţi în unitatea de volum în timp de o secundă.

În funcţie de flux se determină densitatea curentului de neutroni $\mathbf{j}$, cu formula :

$$\mathbf{j} = -D\,\mathbf{grad}\,\Phi. \qquad (3.1)$$

Mărimea vectorului $\mathbf{j}$ reprezintă numărul rezultant de neutroni care trec în timp de o secundă printr-o suprafaţă, de arie unitate, perpendiculară pe direcţia de creştere maximă a fluxului[4]). Semnul minus din formula (3.1) ţine seamă că neutronii se deplasează dinspre zonele cu flux mare către zonele cu flux mic. Coeficientul D este legat de parcursul liber mijlociu de transport λ_t prin relaţia :

$$D = \frac{\lambda_t}{3}. \qquad (3.2)$$

În cazul nucleelor cu numere de masă mari parcursul liber mijlociu de transport λ_t coincide practic cu parcursul liber mijlociu de difuzie λ_s, care reprezintă distanţa medie parcursă de neutron între două ciocniri succesive. În cazul nucleelor uşoare λ_t diferă de λ_s printr-un factor de corecţie.

Pe baza acestor date se poate scrie legea conservării numărului de neutroni în cazul neutronilor monoenergetici cu distribuţie izotropă a vitezelor :

$$D\,\Delta\,\Phi - \Sigma_a\,\Phi + S = \frac{1}{v}\frac{\partial\Phi}{\partial t}, \qquad (3.3)$$

a cărei semnificaţie rezultă din observaţiile ce urmează.

Dacă se consideră unitatea de volum cu centrul într-un punct oarecare din reactor şi se urmăreşte evoluţia fenomenelor în unitatea de timp, presupunînd că atît unitatea de volum cît şi unitatea de timp sînt destul de mici, semnificaţia fizică a ecuaţiei (3.3) este următoarea : primul termen reprezintă numărul total de neutroni care intră în unitatea de timp în unitatea de volum considerată, în urma difuziei. Acest fapt este uşor de stabilit folosind formula (3.1), integrînd pe o suprafaţă care mărgineşte unitatea de volum considerată şi aplicînd formula Gauss-Ostrogradski.

Termenul al doilea din (3.3) reprezintă, după cum s-a mai menţionat, scăderea numărului de neutroni din unitatea de volum considerată, în timp de o secundă, în urma absorbţiei neutronilor. Termenul al treilea reprezintă creşterea numărului de neutroni în unitatea de timp datorită prezenţei unor surse de neutroni în unitatea de volum considerată. În sfîrşit, membrul drept din ecuaţia (3.3) reprezintă creşterea numărului de neutroni în unitatea de timp în unitatea de volum considerată.

Trebuie accentuat faptul că ecuaţia difuziei (3.3) este valabilă numai pentru neutroni monoenergetici cu distribuţie izotropă a vitezelor. Ea încetează de a mai fi valabilă la distanţe mai mici decît de două sau de trei ori λ_t faţă de orice discontinuitate din mediul considerat.

Condiţiile la limită care trebuie puse ecuaţiei (3.3) constau în continuitatea fluxului şi a densităţii curentului de neutroni pe orice suprafaţă care separă două medii cu proprietăţi de difuzie diferite. În cazul cînd dincolo de suprafaţa de separaţie se întinde un mediu care absoarbe toţi neutronii (de exemplu, aer sau cadmiu) condiţiile la limită se pot simplifica,

[4]) Cu alte cuvinte diferenţa dintre numărul de neutroni care străbat suprafaţa menţionată în sensul scăderii lui Φ şi numărul de neutroni care străbat suprafaţa în sensul creşterii lui Φ.

punînd în locul celor două condiţii una singură : fluxul să se anuleze pe aşa numita suprafaţă de extrapolare, care este situată în mediul cu absorbţie totală la distanţa 0,71 λ_t de suprafaţa reală de separaţie între cele două medii.

3.2. *Metoda celor două grupuri.* Ecuaţia difuziei (3.3) este valabilă pentru neutronii monoenergetici. Într-un reactor există însă după cum am văzut o gamă foarte largă de energii ale neutronilor.

În cazul mediilor cu nuclee de număr de masă mare, cînd este necesar un număr mare de ciocniri pentru ca energia neutronilor să scadă pînă la nivelul termic, se poate considera că încetinirea este continuă, nu discontinuă aşa cum este în realitate. În aceste condiţii, FERMI a stabilit o ecuaţie numită „ecuaţia vîrstei" care dă distribuţia neutronilor pe energii. Condiţiile în care ecuaţia vîrstei este valabilă sînt totuşi destul de restrictive, întrucît este necesar ca reactorul să fie omogen iar distanţa de surse să fie cuprinsă în anumite limite [1], [2], [3].

Pentru a stabili distribuţia fluxului de neutroni ţinînd seama de prezenţa barelor de reglare, o metodă convenabilă este metoda celor două grupuri. Ea constă în împărţirea neutronilor în două grupuri de neutroni : grupul neutronilor rapizi (notaţi în cele ce urmează cu indicele 1) şi grupul neutronilor lenţi (notaţi cu indicele 2). Se face apoi ipoteza că, în cadrul fiecărui grup, neutronii pot fi consideraţi monoenergetici.

Scriind ecuaţia (3.3) pentru fiecare dintre cele două grupuri de neutroni şi presupunînd regimul staţionar $\left(\frac{\partial \Phi_1}{\partial t} = \frac{\partial \Phi_2}{\partial t} = 0\right)$ se obţine următorul sistem de ecuaţii :

$$D_1 \Delta \Phi_1 - \Sigma_1 \Phi_1 + k \Sigma_2 \Phi_2 = 0 \qquad (3.4)$$

$$D_2 \Delta \Phi_2 - \Sigma_2 \Phi_2 + \Sigma_1 \Phi_1 = 0 \qquad (3.5)$$

avînd următoarea semnificaţie :

Termenul al doilea din ecuaţia (3.4) reprezintă scăderea, în unitatea de timp, a numărului de neutroni rapizi din unitatea de volum în urma trecerii lor în grupa neutronilor lenţi. Parametrul Σ_1 reprezintă probabilitatea trecerii unui neutron rapid în grupa neutronilor lenţi pe cm de parcurs. El reprezintă o secţiune fictivă de absorbţie. Coeficientul k din termenul al treilea al ecuaţiei (3.4) este coeficientul de multiplicare într-un mediu infinit[5]). Termenul al treilea din ecuaţia (3.4) reprezintă sursele de neutroni rapizi. În adevăr, produsul $\Sigma_2 \Phi_2$ reprezintă numărul de neutroni termici absorbiţi. Dacă probabilitatea de evitarea a capturii de rezonanţă p (2.4) este egală cu unitatea, atunci produsul $k \Sigma_2 \Phi_2$ reprezintă, după cum s-a enunţat, numărul de neutroni rapizi. Dar chiar dacă p (2.4) este diferit de unitate ecuaţia (3.4) rămîne valabilă, însă cu observaţia că de data aceasta Φ_1 nu mai reprezintă fluxul de neutroni rapizi ci fluxul de neutroni rapizi înmulţit cu p.

În ecuaţia (3.5) semnificaţia primilor doi termeni este aceeaşi ca în ecuaţia (3.3) iar ultimul termen reprezintă sursele de neutroni termici, adică numărul de neutroni care trec din grupa 1 în grupa 2, în unitatea de volum şi de timp.

Pentru determinarea distribuţiei fluxurilor de neutroni se foloseşte următoarea metodă : Se consideră că fluxurile Φ_1 şi Φ_2 satisfac ecuaţiile :

$$\Delta \Phi_1 + B^2 \Phi_1 = 0 \qquad (3.6)$$

$$\Delta \Phi_2 + B^2 \Phi_2 = 0 \qquad (3.7)$$

parametrul B^2 fiind acelaşi atît în ecuaţia (3.6) cît şi în ecuaţia (3.8). Întroducînd aceste ecuaţii în ecuaţiile (3.4) şi (3.5) se obţine un sistem omogen de două ecuaţii cu două necunoscute : Φ_1 şi Φ_2. Condiţia de compatibilitate a acestor ecuaţii constă în anularea determinantului coeficienţilor. Introducînd parametrii : L^2 (numit parcursul de difuzie) şi τ (numit vîrsta neutronilor termici) definiţi prin relaţiile[6]) :

$$L^2 = \frac{D_2}{\Sigma_2} \qquad (3.8)$$

$$\tau = \frac{D_1}{\Sigma_1} \qquad (3.9)$$

se obţine, din anularea determinantului, condiţia importantă :

$$k = (1 + B^2 L^2)(1 + B^2 \tau). \qquad (3.10)$$

Întrucît $k > 1$, ecuaţia (3.10) dă două soluţii pentru B^2, una pozitivă, notată cu μ^2 şi una negativă, notată cu $-\nu^2$.

Se determină acum soluţiile X şi Y ale ecuaţiilor

$$\Delta X + \mu^2 X = 0 \qquad (3.11)$$

$$\Delta Y - \nu^2 Y = 0 \qquad (3.12)$$

Se verifică imediat că, în aceste condiţii, expresiile

$$\Phi_1 = X + Y \qquad (3.13)$$

$$\Phi_2 = S_1 X + S_2 Y \qquad (3.14)$$

în care :

$$S_1 = \frac{\Sigma_1}{D_2 \mu^2 + \Sigma_2} = \frac{D_1}{\tau D_2} \frac{1}{\frac{1}{L^2} + \mu^2} \qquad (3.15)$$

$$S_2 = \frac{D_1}{\tau D_2} \cdot \frac{1}{\frac{1}{\tau} - \nu^2} \qquad (3.16)$$

[5]) Vezi punctul 2.2.

[6]) De notat că, atît parcursul de difuzie L^2, cît şi τ vîrsta au semnificaţii fizice precise. Parcursul de difuzie L^2 reprezintă a şasea parte din valoarea medie patratică a distanţelor parcurse de neutroni din momentul în care neutronii devin termici, pînă în momentul absorbţiei lor. De asemenea, vîrsta neutronilor termici reprezintă a şasea parte din valoarea medie patratică a distanţelor parcurse de neutroni din momentul apariţiei lor ca neutroni rapizi pînă în momentul în care, în urma încetinirii, devin neutroni termici.

reprezintă soluţii ale sistemului de ecuaţii (3.4) (3.5). În acest scop este suficient să se substituie (3.13) şi (3.14) în (3.4) şi (3.5), ţinînd seamă de faptul că prin însăşi modul în care au fost definiţi parametrii μ^2 şi $-\nu^2$ sînt rădăcinile ecuaţiei (3.10).

Întrucît atît X cît şi Y conţin constante arbitrare, fluxurile Φ_1 şi Φ_2 conţin de asemenea constante arbitrare. Determinarea acestora se face prin condiţiile la limită. O aplicaţie a acestor rezultate este dată în anexă.

4. Cinetica reactorului

4.1. *Viaţa medie a neutronilor. Neutronii întîrziaţi.* Fie un reactor în stare staţionară (în care este îndeplinită relaţia (2.8). Dacă, dintr-un motiv oarecare, coeficientul de multiplicare efectivă k_{ef} creşte brusc, fluxul de neutroni va începe să crească. Sistemul de reglare va intra în acţiune, fie manual, fie automat, iar bara (sau barele) de reglare vor intra mai adînc în reactor, tinzînd să restabilească condiţia critică.

Executarea acestor operaţii se face însă, în mod inevitabil, cu o anumită întîrziere. Există posibilitatea ca multiplicarea neutronilor din reactor să se facă cu o asemenea viteză, încît în decursul acestei întîrzieri reactorul să facă explozie. De aici rezultă importanţa deosebită pe care o are, pentru reglarea reactoarelor, studiul vitezei de multiplicare a neutronilor.

Viteza de multiplicare a neutronilor este strîns legată de „viaţa" medie a neutronilor din reactor. Viaţa medie a neutronilor constă din suma dintre timpul mediu în care are loc expulzarea neutronilor din nucleul care fisionează, timpul mediu necesar încetinirii neutronilor pînă la viteze termice şi timpul mediu cît durează difuzia neutronilor termici pînă la absorbţie.

Între captura unui neutron, urmată de fisiune şi expulzarea neutronilor „instantanei" timpul este extrem de scurt, mai mic decît 10^{-8} s. Încetinirea pînă la viteze termice durează circa 10^{-6} s. Timpul cît durează difuzia neutronilor termici înainte de absorbţie este de asemenea mic, de ordinul 10^{-3} s. Practic, exclusiv această din urmă valoare determină viaţa medie a neutronilor instantanei. În aceste condiţii reglarea ar fi extrem de dificilă, dacă nu s-ar manifesta efectul neutronilor „întîrziaţi", expulzaţi de produsele de fisiune.

Unele dintre produsele transmutaţiilor β pe care le suferă produsele de fisiune, emit neutroni. Această emisiune de neutroni „întîrziaţi" are loc după aceleaşi legi ca şi radiaţia radioactivă. S-au identificat cel puţin cinci grupuri de neutroni întîrziaţi, avînd perioadele de înjumătăţire cuprinse între 0,4 s şi 56 s. Durata mare a acestor perioade face ca viaţa medie a neutronilor întîrziaţi să fie foarte mare. Deşi neutronii întîrziaţi reprezintă o fracţiune mică din numărul total de neutroni (circa 0,7 %) efectul lor asupra regimurilor tranzitorii din reactor este extrem de important.

4.2. *Ecuaţiile diferenţiale ale neutronilor întîrziaţi.* Se obişnuieşte să se numească „predecesori" nucleele capabile de a radia neutroni întîrziaţi. Dispariţia unui nucleu predecesor este întovărăşită de apariţia unui neutron întîrziat. Studiul neutronilor întîrziaţi se reduce astfel la studiul apariţiei şi dispariţiei nucleelor predecesorilor. Acest studiu se poate face pe baza ecuaţiei diferenţiale care exprimă legea de conservare a numărului nucleelor de predecesori:

$$\frac{k\beta_i}{p}\Sigma_a \Phi(\mathbf{r},t) - \lambda_i C_i(\mathbf{r},t) = \frac{\partial C_i(\mathbf{r},t)}{\partial t} \quad (4.1)$$

unde β_i este raportul dintre numărul de neutroni întîrziaţi din grupul i şi numărul total de neutroni, λ_i este constanta radioactivă a dezintegrării predecesorului considerat, C_i ($\mathbf{r}$, t) — concentraţia predecesorului (numărul de nuclee ale predecesorului pe unitatea de volum), Φ — fluxul neutronilor termici, iar celelalte simboluri au semnificaţiile obişnuite din cuprinsul articolului.

Primul termen din ecuaţia (4.1) reprezintă numărul nucleelor predecesoare care apar în unitatea de volum şi unitatea de timp, după cum se vede cu uşurinţă observînd că expresia $\frac{k}{p}\Sigma_a \Phi(\mathbf{r},t)$ reprezintă numărul total de neutroni rapizi şi ţinînd seamă de semnificaţia lui β_i dată mai sus. Al doilea termen din ecuaţia (4.1) reprezintă scăderea numărului de nuclee ale predecesorilor în unitatea de timp şi unitatea de volum, scădere care are loc în urma dezintegrării radioactive. Termenul din membrul drept reprezintă creşterea numărului nucleelor predecesoare în unitatea de timp şi unitatea de volum.

La ecuaţia (4.1) trebuie să se adauge ecuaţia (3.3) a difuziei neutronilor termici, ţinînd seama la stabilirea surselor de neutroni termici S şi de neutronii întîrziaţi. Pentru aceasta se ţine seama de faptul că numărul total de neutroni rapizi „instantanei" este $\frac{(1-\beta)k}{p}\Sigma_a \Phi$ (unde β este suma fracţiunilor β_i), iar numărul de neutroni rapizi întîrziaţi este egal cu numărul total al predecesorilor care suferă dezintegrarea radioactivă, adică cu $\sum_{i=1}^{m} \lambda_i C_i$. Termenul S va fi deci de forma:

$$S = \left[\frac{(1-\beta)k}{p}\Sigma_a \Phi + \sum_{i=1}^{m} \lambda_i C_i\right] p P' \quad (4.2)$$

unde p este probabilitatea evitării capturii de rezonanţă, iar P' — probabilitatea ca, *în timpul*

încetinirii, neutronul să rămînă în incinta reactorului, evitînd scăpările[7]).

4.3. *Desfăşurarea regimului tranzitoriu în timp.* Pentru a găsi expresia fluxului în funcţie atît de spaţiu cît şi de timp trebuie să se rezolve sistemul de ecuaţii format din ecuaţiile (4.1), (3.3) şi (4.2).

În legătură cu rezolvarea acestui sistem s-a pus în evidenţă o nouă mărime importantă denumită reactivitatea reactorului, ρ, definită în funcţie de k_{ef} [v. formula (2.7)] prin relaţia :

$$\rho = \frac{k_{ef} - 1}{k_{ef}} . \tag{4.3}$$

Din (4.3) rezultă că reactivitatea ρ a unui reactor în stare critică este egală cu zero şi că orice variaţie a coeficientului de multiplicare k_{ef} poate fi exprimată printr-o variaţie corespunzătoare a reactivităţii.

În soluţii intervin şi expresiile vieţii medii a neutronilor termici. Este uşor de văzut că, într-un mediu infinit, viaţa medie a neutronilor termici (timpul dintre apariţia neutronului ca neutron termic şi absorbţia lui), are expresia :

$$l_0 = \frac{1}{\Sigma_a v} \tag{4.4}$$

Σ_a fiind secţiunea eficace macroscopică de absorbţie[8]) iar v-viteza medie a neutronilor termici.

Se demonstrează că timpul mediu de viaţă a neutronilor termici într-un mediu limitat are valoarea :

$$l = \frac{l_0}{1 + L^2 B^2} \tag{4.5}$$

unde L^2 este parcursul de difuzie [v. formula (3.8)] iar B^2 este cea mai mică valoare proprie a ecuaţiei (3.7), date fiind condiţiile la limită impuse de construcţia reactorului. Pentru reactoarele mari, mărimea L^2B^2 este mică faţă de unitate, astfel încît l este de ordinul de mărime al milisecundelor.

Fără a insista asupra desfăşurării calculelor, menţionăm că, sistemul de ecuaţii (4.1), (3.3), (4.2) se rezolvă prin metoda separării variabilelor, punînd atît Φ cît şi C_i sub forma unui produs dintr-o funcţie numai de coordonate şi o funcţie numai de timp. După separarea variabilelor se obţine pentru funcţiile de timp un sistem de ecuaţii liniare cu coeficienţi constanţi de ordinul întîi. Presupunînd că reactorul se găsea în stare critică şi că a avut loc o variaţie prin salt a reactivităţii ρ, expresia fluxului este :

$$\Phi = A_0 e^{t\omega_0} + A_1 e^{t\omega_1} + \ldots + A_k e^{t\omega_k} \tag{4.6}$$

unde A_0, $A_1 \ldots A_k$ sînt funcţii de coordonate.

Mărimile ω_i care intervin în (4.6) au dimensiunile inversului unui timp şi reprezintă rădăcinile ecuaţiei caracteristice :

$$\rho = \frac{l\omega}{l\omega - 1} + \frac{1}{l\omega + 1} \sum_{i=1}^{k} \frac{\omega\beta_i}{\omega + \lambda_i} \tag{4.7}$$

în care semnificaţiile lui ρ şi l sînt date de formulele (4.3) respectiv (4.5) iar β_i şi λ_i au aceeaşi semnificaţie ca în formula (4.1). Dacă reactivitatea ρ este pozitivă, ecuaţia (4.6) admite o rădăcină pozitivă şi k — rădăcini negative.

Convenind să se noteze cu ω_0 rădăcina pozitivă, se vede că primul termen din (4.6) devine foarte repede preponderent faţă de restul termenilor. Regimul tranzitoriu poate fi caracterizat prin aşa numita perioadă staţionară a reactorului T, care reprezintă, de fapt, o constantă de timp şi care se defineşte ca timpul în care fluxul neutronilor termici variază în raportul $e = 2{,}718$.

Din observaţiile de mai sus rezultă egalitatea aproximativă

$$T \approx \frac{1}{\omega_0} . \tag{4.8}$$

4.4. *Concluzii privitoare la reglarea reactorului.* Din ecuaţia (4.7) se pot deduce concluzii de mare importanţă pentru reglarea reactorului, considerînd două cazuri limită : cazul reactivităţilor foarte mici şi cazul reactivităţilor mari.

În cazul reactivităţilor foarte mici (sub circa 0,4%) se pot neglija termenii în ω de la numitori din ecuaţia (4.7). Folosind (4.8) se obţine expresia :

$$T = \frac{1}{\omega_0} = \frac{l + \sum_{i=1}^{k} \frac{\beta_i}{\nu_i}}{\rho} . \tag{4.9}$$

Valoarea aproximativă a lui l este 0,001 s în timp ce $\sum_{i=1}^{k} \frac{\beta_i}{\nu_i}$ este aproximativ egal cu 0,1 s. De aici rezultă importanţa deosebită a neutronilor întîrziaţi în ceea ce priveşte regimul tranzitoriu. Precum se vede, ei fac să crească de circa 100 de ori perioada reactorului în comparaţie cu perioada care s-ar constata în lipsa neutronilor întîrziaţi ($\beta_i = 0$). Formula (4.9) arată că pentru reactivităţi sub circa 0,4% perioada reactorului T este independentă de viaţa medie l a neutronilor termici şi este invers proporţională cu reactivitatea reactorului ρ.

În cazul reactivităţilor mari, se poate neglija ν_i faţă de ω în expresia (4.7) obţinînd :

$$T = \frac{l(1 - \rho)}{\rho - \beta} \tag{4.10}$$

---

[7]) S-a notat această probabilitate cu P' spre a nu se confunda cu probabilitatea P care reprezintă probabilitatea totală de a evita scăpările şi care intervine în formula (2.7). Probabilitatea P s-ar putea pune sub forma :

$$P = P' P''$$

P' fiind probabilitatea care intervine în formula (4.2) iar P'' — probabilitatea de a evita scăpările în timpul difuziei neutronilor termici.

[8]) V. nota de la punctul 2.3

expresie valabilă numai dacă $\rho > \beta \approx 0{,}7\%$ Din (4.10) rezultă că dacă reactivitatea ρ depăşeşte valoarea $\beta = 0{,}7\%$ rolul neutronilor întîrziaţi devine neglijabil şi perioada reactorului devine comparabilă cu perioada pe care ar avea-o în lipsa neutronilor întîrziaţi. Acest lucru se verifică punînd $\beta_i = 0$ în (4.9) şi neglijînd β la numitorul şi ρ la numărătorul expresiei (4.10). Ca o concluzie practică, reactivitatea reactorului nu trebuie să depăşească niciodată, în cursul exploatării, valoarea 0,7%.

Dacă se reprezintă în timp fluxul dat de expresia (4.6) şi corespunzător unei creşteri prin salt, suficient de mică, a lui ρ se constată că în primele momente toţi termenii din (4.6) au importanţă, fluxul creşte rapid în timp, iar neutronii întîrziaţi nu au importanţă. Pe măsură ce timpul t creşte, ultimii termeni din (4.6) devin neglijabili şi fluxul creşte mai încet, începînd să se manifeste efectul neutronilor întîrziaţi.

ANEXA

5. Aplicaţie în cazul unui reactor cilindric cu bara de reglare dispusă axial

Într-un sistem de coordonate cilindrice, considerăm un reactor cilindric avînd suprafeţele de extrapolare :

$$z = \pm \frac{H}{2} \tag{5.1}$$

$$r = R. \tag{5.2}$$

Pe axa cilindrului se află o bară de reglare care absoarbe toţi neutronii astfel, încît suprafaţa de extrapolare corespunzătoare este :

$$r = b \qquad (b > 3\,\lambda_t). \tag{5.3}$$

Se presupune reactorul omogen. Se caută distribuţia fluxului în ipoteza că bara este complet introdusă în reactor. Pentru aceasta trebuie să se rezolve ecuaţiile (3.11) şi (3.12) în condiţiile la limită impuse de construcţia reactorului. Căutînd soluţii de forma :

$$X = X(r)\,Z_1(z) \tag{5.4}$$

$$Y = Y(r)\,Z_2(z) \tag{5.5}$$

variabilele se separă. Păstrînd numai soluţiile ecuaţiilor în Z_1 şi Z_2 care corespund valorilor proprii minime se obţine :

$$Z_1(z) = Z_2(z) = K \cos \frac{\pi z}{H}, \tag{5.6}$$

În ce priveşte $X(r)$ şi $Y(r)$ ele trebuie să satisfacă ecuaţiile, de tip Bessel :

$$\frac{d^2 X(r)}{dr^2} + \frac{1}{r}\frac{dX(r)}{dr} + \mu'^2 X(r) = 0 \tag{5.7}$$

$$\frac{d^2 Y(r)}{dr^2} + \frac{1}{r}\frac{dY(r)}{dr} - \nu'^2 Y(r) = 0 \tag{5.8}$$

în care :

$$\mu'^2 = \mu^2 - \left(\frac{\pi}{H}\right)^2 \tag{5.9}$$

$$\nu'^2 = \nu^2 + \left(\frac{\pi}{H}\right)^2 \tag{5.10}$$

iar μ^2 şi $-\nu^2$ sînt rădăcinile ecuaţiei (3.10).

Soluţiile ecuaţiilor (5.7) şi (5.8) se exprimă prin funcţii Bessel J_0, Y_0 de ordinul zero şi speţa întîi şi a doua şi prin funcţii Bessel modificate I_0, K_0 de acelaşi ordin şi speţă :

$$X(r) = A\,J_0(\mu' r) + B\,Y_0(\mu' r) \tag{5.11}$$

$$Y(r) = C\,I_0(\nu' r) + E\,K_0(\nu' r) \tag{5.12}$$

Soluţia este dată de (3.13) şi (3.14) în care se introduce (5.4) şi (5.5) ţinînd seama de (5.6), (5.11) şi (5.12). Pentru determinarea completă a soluţiei urmează să se pună şi condiţiile la limită. Pe suprafaţa de extrapolare (5.2) atît fluxul Φ_1 cît şi fluxul Φ_2 trebuie să se anuleze.

Pe suprafaţa de extrapolare (5.3) trebuie să se anuleze fluxul Φ_2. Bara absorbantă se comportă în mod diferit pentru fluxul de neutroni rapizi Φ_1, astfel încît pentru fluxul Φ_1 trebuie să se pună altă condiţie la limită. Există mai multe metode de a pune condiţiile la limită pentru Φ_1 [4]. Una dintre ele constă în a pune condiţia ca Φ_1 să fie finit la $r = 0$. Ţinînd seamă de expresiile asimptotice ale lui Y_0 şi K_0 pentru $r \to 0$ se găseşte condiţia :

$$\frac{B}{E} = \frac{\pi}{2}. \tag{5.13}$$

Combinînd liniar condiţiile $\Phi_1(R) = \Phi_2(R) = 0$ şi ţinînd seama de (5.13) se obţin relaţiile :

$$AJ_0(\mu' R) + BY_0(\mu' R) = 0 \tag{5.14}$$

$$CI_0(\nu' R) + \frac{2}{\pi} B\,K_0(\nu' R) = 0. \tag{5.15}$$

Condiţia $\Phi_2(b) = 0$ dă, după împărţirea cu S_1 :

$$AJ_0(\mu' b) + B\left[Y_0(\mu' b) + \frac{2}{\pi}\frac{S_2}{S_1} K_0(\nu' b)\right] + C\,\frac{S_2}{S_1} I_0(\nu' b) = 0. \tag{5.16}$$

Ecuaţiile (5.14), (5.15) şi (5.16) formează un sistem de trei ecuaţii omogene cu trei necunoscute : A, B, C. Condiţia de compatibilitate constă în anularea determinantului coeficienţilor. Această condiţie reprezintă tocmai condiţia critică, echivalentă cu relaţia (2.8).

Ţinînd seama de ordinul de mărime al diferiţilor termeni din condiţia critică, aceasta se aduce la forma simplă :

$$\frac{J_0(\mu' R)}{Y_0(\mu' R)} = \frac{J_0(\mu' b)}{Y_0(\mu' b) + \frac{2}{\pi}\frac{S_1}{S_2} K_0(\nu' b)}. \tag{5.17}$$

În aceste condiţii coeficienţii A şi C se pot exprima în funcţie de B cu relaţiile (5.14) şi (5.15) astfel încît, în definitiv, expresiile fluxurilor Φ_1 şi Φ_2 sînt expresiile (3.13) şi (3.14) în care se pune :

$$X = B\left[-\frac{Y_0(\mu' R)}{J_0(\mu' R)} J_0(\mu' r) + Y_0(\mu' r)\right]\cos\frac{\pi z}{H} \tag{5.18}$$

$$Y = B\left[-\frac{2}{\pi}\frac{K_0(\nu' R)}{I_0(\nu' r)} I_0(\nu' r) + \frac{2}{\pi} K_0(\nu' r)\right]\cos\frac{\pi z}{H} \tag{5.19}$$

Rămîne astfel o singură constantă arbitrară, B, care este determinată de puterea la care lucrează reactorul.

O deosebită importanţă are condiţia critică (5.17). Dacă toţi ceilalţi parametri sînt daţi, ea permite să se determine coeficientul de multiplicare k, pe baza relaţiilor (3.10), (5.9) şi (5.10). Acest coeficient de multiplicare, care corespunde condiţiei critice, este mai mare decît coeficientul de multiplicare k' în acelaşi reactor, dar cu bara de reglare scoasă din reactor. Diferenţa $k - k'$ dă variaţia coeficientului de multiplicare care poate fi compensată cu ajutorul barei de reglare, mărime importantă la proiectarea reactorului şi a barelor de reglare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Soodak, H. şi Campbell, E. : Uspehi fiziceskih nauk,

[2] Glasstone, S. şi Edlund, M. : *Bazele teoriei reactoarelor nucleare* I.D.T.

[3] Experimentalnaia iadernaia fizika, vol. II.

[4] Raymond, L.M. şi Niestlie, J.W. : *Reactor Control-Rod Theories. Nucleonics*, 13 (1955) 2.

[5] Spolski, S. : *Fizica atomică*, vol. II. Ed. Tehnică, Bucureşti.

Unele rezultate recente în electrofizică

CZ 621.3 : 537.311.33

Electrotehnica, electronica şi fizica sînt domenii care se ajută strîns una pe alta. Fizica dă mereu primelor rezultatele noi asupra studiilor proceselor fundamentale în legătură cu materia, iar electrotehnica şi electronica oferă permanent mijloace tehnice pentru elaborarea studiilor de fizică experimentală. În ultimul timp aceste legături se fac pe scară largă în special în sectorul semiconductoarelor şi în sectorul nuclear.

Aplicarea rezultatelor recente ale fizicienilor de către inginerii electrotehnicieni şi electronişti, a dat roade, din care vom aminti numai două exemple legate de studiile noi asupra corpului solid, asupra semiconductoarelor. Mai întîi amintim amplificarea de lumină realizată anul acesta prin panouri semiconductoare. Amplificarea de lumină se făcea pînă în prezent prin tuburi opticoelectronice, sau prin sisteme de televiziune în circuit închis. Semiconductoarele permit realizarea de panouri pe care imaginile proiectate îşi măresc strălucirea, fluxul luminos emitent fiind de cîteva ori mai mare decît fluxul de lumină incident. Se utilizează fenomenul de electroluminescenţă care transformă energia electrică în energie luminoasă. Substanţe electroluminescente sînt sulfuri, seleniuri sau oxizi de zinc sau cadmiu. Ele au proprietăţi de semiconductoare şi sînt obişnuit activate cu mangan. Ele se prepară obişnuit sub formă de granule fine; praful acesta se înglobează într-un dielectric, între două plăci conductoare, dintre care cel puţin una este transparentă. Nefiind un contact electric direct între plăci şi granule, se aplică o tensiune de curent alternativ. Cînd se reuşeşte să se realizeze cristale unice sub formă de fileu între două plăci conductoare, se poate aplica şi o tensiune de curent continuu. La aplicarea unei tensiuni electrice, electronii din centrele activatoare sînt excitaţi şi la revenirea în stare normală se emit cuante de lumină. Se realizează astfel panouri electroluminescente cu 9 lm/W (becurile cu incandescenţă produc 16 lm/W). Numărul electronilor liberi care contribuie la excitaţie în centrele activatoare poate fi mărit sau micşorat printr-un efect fotoelectric produs de o rază de lumină incidentă pe stratul luminescent. În acest mod, panoul luminescent devine amplificator la excitarea lui cu o imagine slabă. Se realizează astfel amplificări energetice de circa 7 şi de 11 în fotoni. Avem, deci, două procese în strat: emisie fotoelectrică şi apoi electroluminescenţă prin accelerarea electronilor în cîmpul electric al sursei exterioare.

Un al doilea tip de amplificator utilizează un strat separat pentru fotoemisie, şi anume un strat de sulfură de cadmiu care lucrează ca celulă fotoconductivă. Tensiunea alternativă exterioară se aplică deci celor două straturi aşezate în serie. Rezultă pentru straturile electroluminescente, o tensiune variabilă după rezistenţa pe care o realizează stratul fotoconductiv sub iluminare. Se realizează o amplificare energetică de circa 14. Ar trebui ca acţiunea să fie „punct la punct". Din cauza grosimii relativ mari pe care trebuie să o aibă stratul fotoconductiv imaginea nu apare clară ci difuză. Pentru a cîştiga în claritate se fac panouri cu strat fotoconductiv depus în linii. Acestea dau imagini suficient de clare. Acest sistem prezintă însă neajunsul unei fabricaţii greoaie. Obişnuit se pune un strat opac între cele două straturi active. Dacă nu s-ar pune acest strat s-ar obţine o reacţie de la ieşire spre intrare şi tot panoul s-ar aprinde la maxim de intensitate. Sub aceste forme panourile amplificatoare se utilizează în observarea imaginilor din radioscopie X, în fotografierea stelelor mici sau în construirea unor ecrane foarte sensibile în tuburile catodice. Se mai construiesc elemente basculante electroluminescente pentru numărătorii digitali. Această ultimă aplicaţie este foarte promiţătoare.

Trebuie însă să se aibă în vedere constanta de timp relativ lungă a procesului de electroluminescenţă de ordinul 1/10 s. Semiconductoarele promit a mai fi utile în crearea de surse electrice folosind energia solară. Se ştie că în condiţii optime soarele ne trimite circa 1,35 kW/m². Ţinînd seamă de absorbţia atmosferei putem folosi aproximativ 0,8 kW/m². De mult se ştie că se pot construi cuptoare în centrul unor oglinzi sau cazane de abur sub formă de păţuri subţiri de apă închise în rezervoare expuse la soare. Recent s-au utilizat termocuplele pentru producerea directă a energiei electrice; ele necesită însă temperaturi în jurul a 600°C. Ultima soluţie care se încearcă azi sînt celulele fotoelectrice. Siliciul este indicat pentru construcţia acestor fotocelule. Se fac discuri de siliciu tip *n* şi apoi una din suprafeţele discului se transformă în tip *p*. Prin difuzarea unui gaz neutru, obişnuit bor, în suprafaţă. Se obţin astfel celule cu randamentul de 6—11% care dau deci pînă la 0,1 kW/m². Ele costă deocamdată mult.

S-a încercat să se alimenteze instalaţiile telefonice rurale de curenţi purtători prin aceste celule de la soare. S-au construit tăbliţe cu circa 450 celule, închise în ulei, şi cu un capac de sticlă, cu expunere fixă spre soare. O baterie de acumulator este prevăzută în tampon. Instalaţia amplificatoare utilizează transistori pentru reducerea consumului de curent. Se mai încearcă azi, în locul siliciului, şi compuşi intermalici, ca InP, Ga As, Cd Te. Se mai fac studii şi pentru alte soluţii de utilizare a energiei solare în propulsia rachetelor interplanetare. Se pare că aceste surse de energie conduc la rachete care au o greutate mai mică decît rachetele prevăzute cu combustibil chimic.

Dar poate că înainte de a aminti de aceste forme spectaculoase a aplicaţiei semiconductoarelor, ar fi fost mai nimerit să spunem că diodele de seleniu, germaniu şi siliciu, pătrund din ce în ce mai mult în electrotehnică.

Cu ele se construiesc azi redresoare de sute de amperi pentru tensiuni de sute de volţi. Este vorba, deci, de curenţi tari. Maşinile rotative şi tuburile ionice sînt azi înlocuite cu aceste elemente semiconductoare care se arată a fi în practică foarte robuste şi cu viaţă practică infinită.

În sfîrşit, în domeniul semiconductoarelor mai este de anunţat că regele actual al amplificării — aşa numitul transistor — este pe cale de a fi detronat de dioda-spasistor, care a apărut în vara acestui an. Ea lucrează pe un principiu nou de amplificare, anume multiplicarea în avalanşe a găurilor şi electronilor, atunci cînd dioda lucrează cu o tensiune inversă aproape de străpungere. Avantajul principal al ei este că lucrează uşor chiar şi la frecvenţe foarte înalte de ordinul 10 000MHz.

Spasistorul se construieşte azi în Germania. Controlul curentului în diodă se face prin injecţia de electroni în zona de trecere prin două vîrfuri între care se aplică o tensiune de excitaţie alternativă. Toate aceste rapide evoluţii ale soluţiilor tehnice se datoresc studiului aprofundat al proceselor fizice care stau la bază. Inginerul electronist sau electrotehnician trebuie să fie mereu atent asupra noilor rezultate ale cercetărilor de fizică, în special din domeniul semiconductoarelor, din domeniul nuclear. El trebuie permanent să aibe în faţă orizontul posibilităţilor pe care i le dă ştiinţa atunci cînd proiectează, atunci cînd îşi fixează soluţia tehnică pe care o aplică. Aceste observaţii sînt de importanţă, în electrotehnică mai mult decît în alte domenii ale tehnicii, pentru că aici se produc rapide schimbări în evoluţia cunoştinţelor noastre asupra fenomenelor electronice şi nucleare de bază. De aceea pentru viitor se prevede o lărgire a colaborării între fizicieni şi ingineri. Pe baza ei vom ajunge desigur curînd şi la alte trepte de folosire a forţelor naturii. Desigur că una dintre cele mai importante trepte va fi aceea a stăpînirii şi a controlului reacţiei termonucleare.

T. T.

REFERATE

AUTOMATICĂ

CZ 621—53

Stadiul actual al analizei şi sintezei neliniarităţilor în sistemele de reglaj automat [După B. P. TH. VĒLTMAN: Regelungstechnik, 5 (1957) 3, p. 77 — 86].

Articolul, care reprezintă textul unui referat ţinut la conferinţa despre reglaj automat la Heidelberg în 1956, dă pe de o parte o privire asupra posibilităţilor actuale de tratare a neliniarităţilor în sistemele de reglaj automat, pe de altă parte prezintă un îndrumar în literatura foarte bogată care s-a strîns în jurul acestei teme (şi aici se citează peste 50 de surse). Pentru tratarea problemelor neliniare există multe procedee, dintre care însă cele mai multe se pot aplica numai la un număr mic de probleme. Se înşiră sub o formă sistematizată procedeele care pot găsi un domeniu mai mare de aplicaţii. Se descriu o serie de metode ale mecanicii neliniare şi ale analizei frecvenţei. De asemenea se trec în revistă încercările de a stabili procedee generale de analiză şi sinteză ale unui număr mare de neliniarităţi. Aceste încercări sînt probabil primii paşi pe o cale nouă de tratare a proceselor neliniare. Apoi se descriu unele din neliniarităţile întîlnite în sistemele de reglaj automat. Se tratează amănunţit tendinţele apărute recent în vederea îmbunătăţirii fenomenului tranzitoriu al circuitelor automate prin introducerea artificială a anumitor neliniarităţi. *S. H.*

CZ 621—53 : 517.32

Calculul simplificat al integralei patratice. [După I. DÖRR; Regelungstechnik, 5 (1957) 4, p. 114 — 118].

Pentru stabilirea unui procedeu simplu pentru calculul integralei patratice definite prin :

$$F_q = \int_0^\infty [y(t) - y(\infty)]^2 \, dt$$

se consideră sisteme al căror proces de reglare $y(t)$ ascultă unei ecuaţii diferenţiale liniare cu coeficienţi reali şi constanţi. După discutarea unor relaţii fundamentale referitoare la integrala patratică se deduce noua metodă de calcul al lui F_q din transformata Laplace a funcţiei de reglare. Metoda se bazează pe înlocuirea celor două polinoame din numitorul integrantului expresiei :

$$F_q = \frac{1}{2\pi i} \oint \frac{f(s) \cdot f(-s)}{h(s) \cdot h(-s)} \, ds$$

cu două polinoame speciale ale căror zerouri se pot calcula mai uşor. Prin aceasta calculul lui F_q se reduce la aplicarea unor simple formule, dacă ecuaţia diferenţială este cel mult de ordinul 6. În general este nevoie la o ecuaţie diferenţială de gradul n rezolvarea a unei ecuaţii algebrice de ordinul $\frac{n-2}{2}$ sau $\frac{n-1}{2}$ după cum n este par sau impar. Se dau două exemple care demonstrează avantajele metodei. *S. H.*

CZ 621—53 : 517.75

Metodă grafică pentru efectuarea de transformări funcţionale periodice şi aplicaţiile lor la determinarea răspunsului tranzitoriu din caracteristica de frecvenţă. [După P. PROFOS şi H. KELLER: Regelungstechnik, 5 (1957) 1, p. 11 — 15].

În tehnica reglajului automat se dă de multe ori caracteristica de frecvenţă sub o formă grafică sau tabelară. Transformări funcţionale analitice nu se pot aplica deci acestor cazuri. Pentru transformarea Laplace şi operaţia inversă corespunzătoare se cunosc diverse procedee de calcul grafic, care însă în practică prezintă dezavantajul că sînt complicate sau insuficient de precise. Pornind de la acest fapt s-a dedus o metodă relativ simplă bazată pe construirea unor nomograme de calcul. Metoda asigură pentru aplicaţiile tehnice o precizie suficientă. Procedeul descris nu se limitează la transformarea Laplace ci se poate aplica în general transformărilor funcţionale, care se pot reduce la tipul :

$$\varphi(a, x) = \sum_{\nu=1}^{n} \left\{ \psi(a, b_\nu, x) \int_{\alpha_\nu}^{\beta_\nu} \eta_\nu(b_\nu, y) \begin{matrix} \sin xy \\ \cos xy \end{matrix} dy + C_\nu \right\}$$

(de exemplu transformarea Laplace, Mellin, Fourier şi inversele lor corespunzătoare). La demonstrarea matematică a procedeului se porneşte de la cazul determinării răspunsului tranzitoriu al unui circuit de reglare cu ajutorul caracteristicii de frecvenţă. Se arată cum se pot aplica consideraţii analoge şi la alte transformări de tipul menţionat. Aplicaţia practică a metodei se concretizează printr-un exemplu pornind de la caracteristica de frecvenţă de forma :

$$F(i\omega) = \frac{1}{1 + i\omega}.$$

Comparînd rezultatele cu cele obţinute printr-un calcul exact se constată că eroarea medie este de numai + 1,3%. *S. H.*

ELECTRONICĂ

CZ 621.372.41.016,35

O metodă nouă pentru compensarea temperaturii la circuitele oscilante. [După F. MÜLLER: Elektronische Rundschau, (1957) 3, p. 68 — 73].

Datorită variaţiei cu temperatura a parametrilor electrici ai elementelor ce compun circuitele oscilante, apare o deviaţie a frecvenţei oscilatorului. Metoda de compensare utilizată cel mai frecvent era legarea în serie şi paralel a unor condensatoare cu coeficienţi de temperatură cunoscuţi. În cazul condensatoarelor variabile, compensarea perfectă nu se realizează decît pentru unele valori ale frecvenţei generate.

Mai apar erori datorită faptului că şi coeficienţii de variaţie cu temperatura nu sînt constanţi decît pe un domeniu restrîns. Autorul a realizat o schemă de oscilator compensată la variaţiile de temperatură cu ajutorul unui tub de reactanţă legat în paralel cu circuitul oscilant. Inductanţa aparentă prezentată de tub are valoarea $L' \simeq \frac{R_1 C_1}{S}$, unde S este panta tubului. Se aplică la grila tubului de reactanţă o tensiune continuă de negativare de pe una din diagonalele, unei punţi. Puntea este alimentată cu tensiunea continuă reglabilă, şi conţine un element sensibil la temperatură. La o variaţie a temperaturii, puntea se dezechilibrează şi la grila tubului se aplică o tensiune, a cărei valoare depinde de temperatură. Ca urmare se modifică panta şi deci şi inductanţa aparentă. Autorul a verificat experimental eficacitatea acestei scheme.

În locul punţii se poate utiliza un divizor de tensiune format din două rezistenţe, una variabilă cu temperatura, iar alta stabilă. Se poate modifica caracteristica divizorului, legînd în paralel cu rezistenţa variabilă o rezistenţă stabilă. *C. N.*

CZ 621.385.38.001.4

Verificarea tiratroanelor. [După R. HÜBNER: Elektronische Rundschau (1957) 2, p. 56 — 57 şi 3, p. 78 şi 83].

O serie de scheme de aplicare curentă în electronica industrială (redresoare comandate, relee electronice) conţin tiratroane. Fabricile producătoare întreprind o serie de verificări pentru a asigura o bună funcţionare a tuburilor; acestea se extind asupra materialelor utilizate, asupra diverselor

subansamble şi, în special, asupra tiratroanelor gata fabricate. Încercările efectuate se împart în trei categorii: *A* — probe asupra unor tipuri noi pentru determinarea datelor şi caracteristicilor de funcţionare; *B* — controlul uniformităţii seriei, ce se face pe cîteva exemplare alese la întîmplare; *C* — verificări ce se fac asupra tuturor exemplarelor. Din categoria *A* fac parte: ridicarea caracteristicii de aprindere $U_a - U_g$, măsurarea timpului de ionizare şi dezionizare, măsurarea temperaturii mercurului condensat şi a timpului de încălzire la temperatura de regim. Din categoriile *A* şi *C* autorul menţionează măsurarea curentului de filament la tensiunea de filament nominală, verificarea emisiunii catodului. În fine, în categoria *B* intră măsurarea tensiunii de aprindere. Se mai fac măsurări asupra curentului critic de grilă (curentul de grilă electronic ce apare înainte de aprinderea tubului) şi asupra tensiunii inverse. Autorul articolului descrie metodele şi schemele utilizate pentru obţinerea datelor de mai sus. *C. N.*

NUCLEONICĂ

CZ 621.039.42.001.42

Măsurarea caracteristicilor reactorului de putere prin răspunsul cu frecvenţa. [După H. ESTRADA: Trans. Instn. Radio Engrs., Profesional Group and Nuclear Science, NS-4 (1957) 1, p. 15].

În funcţionarea unui reactor ca generator de putere reactivitatea este funcţie nu numai de poziţia barelor de control ci şi de puterea reactorului însuşi, prin intermediul unor coeficienţi de reactivitate. Astfel calibrarea barelor de control şi determinarea coeficientului de temperatură care să fie valabile pentru o plaje mai largă a funcţionării reactorului, nu pot fi făcute prin metode de măsură la puteri scăzute. Articolul expune metoda de măsurare a parametrilor reactorului la orice nivel de putere, prin analizarea şi interpretarea răspunsului cu frecvenţa al reactorului, atunci cînd barele de control execută deplasări (perturbaţii) sinusoidale. Se arată astfel cum se pot determina: recalibrarea barelor de control, coeficientul de temperatură, al reactivităţii, viaţa grupurilor de neutroni producerea fracţiunii de neutroni întîrziaţi şi constanta medie de încetinire a neutronilor întîrziaţi. De asemenea se arată cum se pot măsura şi caracteristicile termice sau hidraulice cum sînt coeficienţii efectivi totali de transfer al căldurii în miez şi de la circuitul primar către cel secundar, precum şi timpul de transport al circuitului de răcire primar. Metoda se bucură de avantaje ca: simplitate, precizie foarte bună a măsurătorilor, reproductibilitatea măsurătorilor în orice regim de lucru şi independenţa lor la schimbările inerente în regimul turbinei. *D. M. P.*

CZ 621.387.4 : 621.374.32

Demultiplicatoare electronice de impulsuri. [După R.L. FAVRE: Nuclear Instruments, 1 (1957) 3, p. 113 — 122 şi 4, p. 201—212].

Prima parte a lucrării, intitulată „Raţionalizarea circuitelor de numărare", se ocupă cu analiza funcţionării circuitelor polistabile, construite după principiul circuitului bistabil realizat de Eccles şi Jordan în 1919. Se consideră numai circuitele cu un număr impar de tuburi, cuplate în inel. Asemenea circuite au, cu necesitate, două tuburi adiacente în aceeaşi stare: blocate sau în conducţie. Se face o analiză comparativă din punctul de vedere al stabilităţii şi al timpului de rezoluţie. Sînt indicate metode pentru mărirea stabilităţii şi îmbunătăţirea timpului de rezoluţie. Se dau exemple de îmbinare a circuitelor binare simple cu circuite ternare şi cvinare (5 poziţii stabile), pentru obţinerea de decade eficace la frecvenţe mari de repetiţie a impulsurilor.

Partea a doua a articolului este intitulată „Demultiplicatoare de înaltă frecvenţă" şi se ocupă, în special, cu circuite de numărare pe bază de tuburi cu emisie electronică secundară. Se pot realiza cu asemenea circuite impulsuri de foarte mică durată: 0,05μs şi, deci, se pot obţine şi frecvenţe mari de repetiţie. Deoarece aparatele electronice nu mai dau indicaţii precise la asemenea durate şi frecvenţe autorul recurge la o analiză matematică, prin care se deduc proprietăţile foarte bune ale circuitelor considerate, ca posibilitate de a lucra şi la frecvenţe de repetiţie de 25 MHz. Ca exemplificare, se dă schema de principiu a unui numărător cu patru canale.

Circuitele descrise în acest articol se caracterizează prin putere de rezoluţie mai mare, stabilitate mai bună şi consum mai redus decît la circuitele clasice. Aplicaţiile lor sînt numeroase: fizică nucleară, maşini de calculat, măsurători de frecvenţă, la studiul coincidenţelor şi în telecomunicaţiile multiplex cu impulsuri codificate. *I. C.*

CZ 539.166.2 : 621.387.464

Spectrometru cu scintilaţie cu lărgime relativă de canal constantă. [După BJÖRN ASTRÖM: Nuclear Instruments, I (1957) 3, p. 143—147].

În introducere, autorul arată că spectrometrele cu scintilaţie obişnuite au un dezavantaj, anume că lărgimea canalului de amplitudine a discriminatorului de amplitudine este invers proporţională cu amplitudinea impulsului dat de cristalul de sudură de sodiu folosit ca detector de radiaţii γ. Acest lucru este, mai ales, dezavantajos cînd se face înregistrarea automată a spectrului γ. Autorul propune o îmbunătăţire realizînd o lărgime a canalului proporţională cu amplitudinea impulsului dat de cristal, deci o lărgime relativă a canalului de amplitudine constantă. Se dă şi schema de principiu a noului circuit şi cîteva spectrograme înregistrate cu noul aparat, comparate cu spectrogramele aparatelor anterioare. Se observă o îmbunătăţire simţitoare a înregistrării, mai ales la nivele mari de energie. La sfîrşitul articolului, autorul face o scurtă analiză comparativă, pe cale matematică, a celor două sisteme: cel vechi şi cel propus de autor. *I.C.*

CZ 621.387.422

Instrument de supraveghere cu cameră de ionizare. [După W. A. HIGINBOTHAM şi B. POLLOK: Trans. Instn. Radio Engrs., Professional Group on Nuclear Science, NS-4 (1957) 1, p. 1].

Se prezintă un instrument portabil de detectare a radiaţiilor, care a dat rezultate bune în decurs de doi ani de exploatare. Indicaţiile sînt date de un microampermetru care are pe prima poziţie o sensibilitate de 0,5 mr/h, iar pe ultima poziţie — a patra — valoarea maximă indicată este de 20 r/h. Aparatul este alimentat de baterii de 1,5 V şi 22,5 V şi conţine un amplificator de curent continuu cu trei tuburi cu reacţie negativă. Se descrie construcţia comutatorului de intrare cu rezistenţe mari de izolaţie, care să fie constante în timp şi datorită căruia efectele tranzitorii şi de microfonie la comutare sînt foarte mici. Se dau, în sfîrşit, datele camerei de ionizare cu care lucrează aparatul, cameră ce poate fi uşor înlocuită dacă se defectează sau se contaminează. *D.M.P.*

CZ 621.383.27 : 621.316.722.1

Stabilizarea tensiunilor pe fiecare dintre dinodele tuburilor fotomultiplicatoare. [După O. R. HARRIS şi B. d'E. FLAGGE: Trans. Instn. Radio Engrs., Professional Group on Nuclear Science, NS-4 (1957) 1, p. 3].

Pentru mărirea sensibilităţii fotomultiplicatoarelor, tensiunile parţiale dintre dinode se stabilizează prin metode diferite, care în articol sînt numai enumerate. Articolul prezintă un nou stabilizator ce se remarcă prin simplitatea sa, fapt care dă posibilitatea să fie ataşat direct pe soclul tubului fotomultiplicator, nu implică modificarea sursei de alimentare existente şi nu necesită piese cu calităţi speciale. Se folosesc diode cu siliciu sau mici tuburi cu neon NE—2. Se expune calculul acestui tip de stabilizator şi se arată rezultatele astfel obţinute la un fotomultiplicator, în comparaţie cu acelaşi fotomultiplicator alimentat normal. Printre avantajele acestei metode de stabilizare, se menţionează reducerea la jumătate a împrăştierii şi creşterea cu un ordin de mărime a sensibilităţii fotometrice. *D.M.P.*

CZ 621.039.42—53 : 681.142—523.8

Proiectarea şi întrebuinţarea unui calculator electronic de reactivitate. [După G. S. STUBBS: Trans. Instn. Radio Engrs., Professional Group on Nuclear Science, NS—4 (1957) 1, p. 40].

Într-un reactor evaluarea coeficientului de reactivitate, făcută pe baza măsurătorilor tuturor mărimilor de care depinde el, constituie o metodă prea complicată şi necesită o instrumentaţie complexă. Articolul expune o altă metodă, bazată pe existenţa relaţiei unice între variaţia în timp a numărului de neutroni în reactor şi variaţia în timp a reactivităţii, metodă care necesită o instrumentaţie incomparabil mai simplă. Cele două calculatoare electronice prezentate folosesc ca element iniţial numărul de neutroni din reactor, măsurat cu ajutorul unui detector de neutroni. Ele sînt constituite din amplificatoare operaţionale şi circuite de multiplicare, care sînt construite în conformitate cu ecuaţiile cinetice ale reactorului. Primul calculator are o scală relativ îngustă de măsurare a reactivităţii şi de aceea el serveşte la funcţionarea în regim staţionar a reactorului. Pentru regimurile tranzitorii în special, adică pentru un domeniu mai larg de variaţie a reactivităţii, se utilizează al doilea calculator expus în articol. În încheiere se fac consideraţii asupra zgomotului ce apare în cele două calculatoare.

Calculatoarele de reactivitate descrise pot servi la studiul corelaţiei între regimul reactorului şi variaţiile de temperatură, presiune sau nivelul neutronilor. Ele pot fi incluse într-un circuit de reacţie pentru reglarea automată a funcţionării reactorului. *D.M.P.*

CZ 621.387.4

O privire asupra instrumetelor de măsură a radiaţiilor. [După D. TAYLOR: Atompraxis, 3 (1957) 6, p, 201—208].

Instrumentele pentru măsurători nucleare se construiesc astăzi într-o varietate mereu crescătoare şi se folosesc în cele mai diverse ramuri ale ştiinţei şi tehnicii, ca prospecţiuni de uraniu şi toriu, controlul reactoarelor nucleare, cercetări de fizică nucleară, radiochimie, controlul proceselor de producţie dacă se folosesc substanţe radioactive etc. O informare generală asupra dezvoltării instrumentelor folosite în aceste domenii principale şi asupra varietăţii lor ne dă tocmai articolul de faţă. Afară de privirea de ansamblu se dau în acelaşi timp o serie de indicaţii privind proiectarea instrumentelor de măsură a radiaţiilor. Se discută următoarele categorii: instrumente pentru prospecţiuni radiometrice, instrumente care servesc la protecţia împotriva radiaţilor, instrumente întrebuinţate la reactoare nucleare şi instrumente de laborator. O prezentare ceva mai amănunţită se face la ultimul tip, descriind unele circuite electronice moderne folosite astăzi în numărători. (Articolul este scris în limba engleză). *S. H.*

CZ 621.039.42 : 543/545

Probleme de supraveghere fizico-chimice la reactoare, în special măsurători de conductibilitate, *p*H şi analiza gazelor. [După S. BLOCK: Atomkernenergie, 2 (1957) 1, p. 18 — 25].

Articolul dă o privire asupra problemelor de măsurători fizico-chimice şi indică aparatajul de măsură deja existent care poate fi folosit făcîndu-se adaptările necesare. În literatura tehnică de specialitate se consideră, în general, o împărţire a reactoarelor după tipuri în raport cu utilizarea, combustibilul, moderator mediul de răcire, fluxul de neutroni etc. Pentru o prezentare cît mai clară a problemelor se consideră aici o împărţire după mediul de răcire, deoarece, măsurătorile fizico-chimice se referă mai ales asupra acestuia, şi anume: reactoare cu apă obişnuite şi apă grea ca mediu de răcire şi moderator şi reactoare cu gaz ca mediu de răcire. Problemele principale tratate sînt măsurătorile de conductibilitate, de *p*H şi *p*D cît şi analiza gazelor. Indică de fiecare dată importanţa măsurătorii şi efectele perturbatoare. Se descrie aparatura necesară pentru efectuarea acestor măsurători. *S.H.*

CZ 542.3 : 681.2—523.8

Colector de volume mici de lichide în reglaj electronic. [După F. HAWLICZEK, F. PASSLER, O. SUSCHNY şi L. SVERAK: Atompraxis, 2 (1956) 10, p. 356—358].

Se descrie un colector de volume mici care a fost construit pentru lucrări cu compuşi organici marcaţi cu ^{14}C. Acest aparat asigură o mărime sigură şi exactă. Aparatul a fost experimentat pînă la un volum de 1 cm^3, precizia obţinută fiind dată de mărimea picăturii. Construcţia mecanică este relativ simplă. Probele sînt aşezate în fomă de spirală pe o placă de susţinere. Acţionarea se face de către un motor de curent continuu 24 V care asigură atît rotirea cît şi deplasarea plăcii. Principiul de funcţionare a sistemului de control al colectorului se bazează pe focalizarea luminii de către lichidul din probă. Circuitul electronic de control funcţionează cu o fotocelulă şi cu un singur tub amplificator, fiind relativ simplu. Se descrie detaliat funcţionarea circuitului. Se spune că aparatele construite după principiul descris au funcţionat practic cîteva mii de ore fără deranjamente. *S.H.*

CZ 621.039.42 : 669.8

Cîteva probleme metalurgice în instalaţiile de energie nucleară. [După J. G. BALL: Metal Treatment and Drop Forging (Anglia) 24 (1957) 139 (aprilie) p. 162—168].

Cristalul fazei α a uraniului care este stabil pînă la 670°C prezintă o anizotropie marcată şi moduri complexe de deformare. Peste 670°C el se transformă într-o structură şi mai complexă de uraniu β. Schimbările repetate de uraniu α în uraniu β provoacă modificări importante în forma şi starea suprafeţei.

Afară de efectele menţionate, funcţie de temperatură, intervin şi altele cu ocazia fiziunilor interioare. Proprietăţile anizotrope au şi aici un rol important influenţînd forma şi densitatea. Un cristal de uraniu α care se fizionează printr-un bombardament cu neutroni devine mai mare într-un sens, mai scurt în al doilea şi nu suferă nici o modificare în al treilea.

Din cauza acestor comportări se pot produce accidente în funcţionarea reactoarelor nucleare. Bagheta care formează combustibilul se poate alungi, perforînd camera, cu urmări neplăcute: oxidare rapidă şi propagarea radioactivităţii.

După studiul produselor de fiziune se examinează caracteristicile plutoniului, metal şi mai derutant decît uraniul, care comportă şase faze dintre care patru au structuri complexe. Una dintre structurile simple — faza delta — prezintă proprietatea unică a unui coeficient de dilataţie la temperatura negativă. O dată cu examinarea particularităţilor plutoniului se dau şi unele ipoteze care să le explice.

O bună cunoaştere a tuturor acestor probleme este indispensabilă pentru controlul operaţiilor în instalaţiile de energie nucleară. *N.K.*

CZ 621-387.4 : 621.374.35

Circuit de coincidenţă cu mare putere de rezoluţie folosit împreună cu un analizor de amplitudine de 100 canale. [După B. JOHANSON: Nuclear Instruments, 1 (1957) 5, p. 274—279].

'Acest articol tratează cazul cînd se pune problema analizării spectrului γ al unor corpuri radioactive cu radiaţie foarte complexă şi de perioadă foarte mică, cum sînt, de exemplu Bi^{203} şi Bi^{204}. Se descriu în mod amănunţit modificările aduse la schemele unor aparate existente, pentru a se obţine un timp de rezoluţie cît mai mic şi se dă schema de principiu a noului dispozitiv. De asemenea, un număr de grafice completează textul. Cîteva spectrograme arată comparativ comportarea noului aparat. Autorul susţine că prin noua schemă folosită de el, s-a realizat un tip de rezoluţie de $2\tau_u = 9\,\mu s = 9 \cdot 10^{-9}$ s, folosind ca detector de radiaţii γ un cristal de sudură de sodiu. De asemenea, puterea de rezoluţie în energie (amplitudine) este foarte bună: 2%.. *I.C.*

CZ 621.384.613

Cercetarea experimentală a eficacităţii injecţiei la betatron. [După V. N. Logunov, E. P. Evcinnicov, V. D. Rusanov; Atomnaia Energhiia, 2(1957)6, p. 525—532].

În articol sînt descrise experienţele efectuate cu sincrotronul Institutului de Fizică al Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S. (energia electronilor de 30 MeV) în scopul lămuririi efectului de captare a electronilor în regim betatronic de accelerare.

Majoritatea ipotezelor, existente actualmente în legătură cu captarea electronilor pot fi împărţite în două grupe: ipoteze legate de fenomenul de autoinducţie, datorită curentului nestaţionar existent în cameră şi presupunerile bazate pe interacţiunea electronilor cu cîmpul sarcinii spaţiale.

Modelarea efectului de contracţia a orbitei instantanee a electronilor, datorită fenomenului de autoinducţie s-a realizat cu ajutorul variaţiei bruşte a valorii fluxului magnetic central Φ, în momentul corespunzător injecţiei electronilor. Această variaţie a fluxului Φ s-a realizat prin intermediul „contractorului" o bobină suplimentară dispusă pe miezul central al betratronului, prin care s-au trecut impulsuri de curent de cîteva μ s durată.

În timpul experienţelor s-au făcut observaţii asupra variaţiei intensităţii radiaţiei de frînare funcţie de poziţia impulsului de curent a contractorului, în raport cu poziţia fixă — în timp — a impulsului de injecţie. Intensitatea maximă corespunde acelei poziţii a impulsului contractorului la care, în momentul captării electronilor, curentul în bobina contractorului descreşte.

În scopul cercetării influenţei cîmpului sarcinii spaţiale asupra eficacităţii captării, în momentul injecţiei electronilor, în camera de accelerare se introduce, cu ajutorul unui injector suplimentar — electrocontractor — o sarcină spaţială în formă de fascicul de electroni orientat radial. Prin funcţionarea unui astfel de injector suplimentar, în cameră se creează, pe azimut, o „ceaţă" de electroni.

Ambele injectoare primesc impulsuri de la generatoare de impulsuri separate. Experienţele efectuate au dovedit o creştere a intensităţii radiaţiei de frînare de 40—50 de ori, în cazul curenţilor mici de emisie a injectorului principal.

În concluzie, autorul subliniază că numai acele metode pot duce la creşterea intensităţii radiaţiei, care permit o schimbare considerabilă a forţelor de stabilizare a cîmpului magnetic, deoarece majoritatea betatroanelor lucrează în apropierea regimului de „curent limită". *G.B.*

CZ 539.163.1.08 : 531.761

Analizor în timp cu multe canale. [După A. I. Beliaevski: Priborî i tehnica experimenta, (1957)1, p. 89—96].

În tehnica nucleară, la măsurarea perioadelor de dezintegrare a nucleelor radioactive, analizorul în timp cu multe canale este un aparat care corespunde perfect unor asemenea scopuri.

Lucrarea prezintă un analizor în timp cu 16 canale permiţînd măsurarea unor intervale de timp cuprinse între 10^{-5}—1s. Aparatul cuprinde trei elemente de bază: 1) generatorul impulsurilor de pornire (care indică scara timpilor); 2) comutatorul electronic; 3) sistemul de înregistrare. După un calcul al stărilor de echilibru stabil la diferitele circuite basculante, autorul trage concluzia că se realizează o economie însemnată de tuburi alegînd ca circuit basculant celula binară (multivibratorul bistabil) pentru a fi elementul de bază al comutatorului electronic. Generatorul impulsurilor de pornire este comandat de „impulsul de zero" (obţinut de la un multivibrator astabil); impulsurile generate de el sînt aplicate la intrarea comutatorului electronic avînd ca elemente esenţiale 4 celule binare montate în cascadă. Lanţul binar, împreună cu o schemă de coincidenţă multiplă, realizează comutarea succesivă a canalelor de înregistrare. În intervalul de deschidere a unui canal, impulsul de la detector, după ce este standardizat, poate comanda direct dispozitivul de numărare format din 12 celule binare avînd tiratroni cu catod rece. Se pot număra 1 500 impulsuri pe secundă.

Numărul redus de tuburi (16) şi folosirea diodelor cu germaniu permit obţinerea unei bune stabilităţi în funcţionare. Comparativ cu dispozitivele de numărare devenite clasice, care consumă o putere apreciabilă, în acest caz puterea consumată este simţitor redusă, deoarece se folosesc tuburi cu catod rece. Puterea totală consumată nu depăşeşte 100 W. *H.H.*

CZ 621.387.4

Schemă de coincidenţă multiplă. [După I. K. Achimov: Priborî i tehnica experimenta, (1957)1, p. 95—96.]

Autorul face la început o scurtă prezentare a schemei de coincidenţă Rossi devenită clasică acestui domeniu. Se arată că această schemă posedă un timp de revoluţie de ordinul 10^{-8}—10^{-9} s, dar nu este satisfăcătoare în ce priveşte rejecţia, adică raportul dintre tensiunea la ieşire pentru coincidenţa şi tensiunea la ieşire pentru necoincidenţă.

Se analizează, de asemenea, îmbunătăţirile aduse schemei Rossi de către Garwin pe linia îmbunătăţirii rejecţiei. Autorul prezintă o schemă folosind reacţia pozitivă selectivă la coincidenţă faţă de necoincidenţă, care măreşte simţitor rejecţia. Numărul căilor de coincidenţă este mărit pînă la $n = 7$, durata semnalelor la intrare fiind de $\sim 10^{-7}$ s. Se dă o tabelă comparativă între schemele Rossi, Rossi-Garroin şi cea propusă de autor, indicîndu-se valorile rejecţiei pentru anumite valori date elementelor schemei. În sfîrşit, se dă o schemă cu 3 căi pentru lucrul cu fotomultiplicatoarele ФЭУ — 19. realizate pe baza consideraţiilor expuse. *H. H.*

MĂSURĂRI

CZ 531.717.11 : 534.321.9

Măsurarea grosimilor cu ajutorul ultrasunetelor. [După A. LUTSCH şi W. BÖHME: Archiv für technisches Messen und industrielle Messtechnik, 1957, 256, p. 97—100].

În ultimul timp procedeele nedistructive de analiză a materialelor capătă o răspîndire pe scară largă. Dintre acestea metodele bazate pe ultrasunete se situează pe primul plan.

Principiul este următorul: se cercetează reflexia unei unde plane, generate prin oscilaţia unui cristal plat, de către suprafeţele exterioare ale corpului de cercetat.

Avantajul metodei constă în faptul că piesa trebuie să fie accesibilă numai dintr-o parte; aici se aşază capul de probă ce conţine cristalul emiţător; acesta are şi rolul de a recepţiona ultrasunetele reflectate de suprafaţa opusă sau de un eventual defect. Atunci cînd grosimea materialului este un multiplu întreg de $\frac{\lambda}{2}$ (λ fiind lungimea de undă a vibraţiilor ultrasonice în mediul respectiv) acesta preia o cantitate maximă de energie de la cristal. Variind frecvenţa oscilatorului se determină frecvenţa de rezonanţă şi cunoscînd viteza sunetului în material, se calculează λ şi, deci, grosimea piesei.

Variaţia frecvenţei se poate executa manual sau automat. În ultimul caz fasciculul de electroni trebuie să fie deviat în concordanţă cu variaţia frecvenţei şi astfel axa orizontală a imaginii pe osciloscop se poate etalona în lungime.

S-au dezvoltat şi o serie de metode utilizînd impulsuri pe care autorul le descrie pe scurt.

Cu ajutorul unei scheme cu multivibratoare se poate realiza o scară de comparaţie continuu variabilă, care se poate suprapune peste impulsurile de măsură; dispozitivul permite astfel citirea directă a grosimii. În cazul pieselor de grosime mică, autorul indică procedee ce permit extinderea limitei superioare de măsură la metoda prin impulsuri, pînă la 2 mm pentru piese de oţel. *C.N.*

CZ 621.375.025 : 621.317.616

Schimbător de valoare medie, un nou aparat de măsură pentru cercetarea comportării în timp a sistemelor de amplificare alimentate în curent alternativ. [După H. H. FELDMANN: Regelungstechnik, 9 (1957) 3, p. 74—77].

Acest nou aparat a fost realizat pentru a cerceta fenomenul tranzitoriu şi caracteristica de frecvenţă la sisteme reglate alimentate în curent alternativ, în special amplificatoare magnetice şi circuite de tiratroni. Aparatul permite o ridicare rapidă şi exactă a curbei fenomenului tranzitoriu, folosind un nou principiu de măsură. Deoarece aparatul formează media pe intervale de timp date a fost numit schimbător de valoare medie. Se descrie noul principiu de măsură bazat pe folosirea a două integratoare într-o schemă fără comutator dîndu-se schema bloc şi o serie de amănunte constructive. Se descriu pe larg posibilităţile aparatului exemplificînd prin ridicarea curbei fenomenului tranzitoriu a unui amplificator magnetic, a caracteristicii de frecvenţă şi a unor funcţiuni integrale. *S.H.*

RECENZII

CZ 621.314.7

Transistorii şi utilizarea lor. Sovetskoe Radio, Moscova 1957, 620 p.

Această lucrare, apărută sub redacţia lui I. H. FEDOTOV, conţine un număr de articole ale unor cercetători sovietici, care lucrează în domeniul semiconductoarelor etc şi la aplicarea lor în tehnică.

În articole sînt studiate bazele fizice ale semiconductoarelor, construcţia transistorilor, proprietăţile şi parametrii transistorilor etc şi utilizarea lor în aparatele electronice.

Din acest punct de vedere, articolele din lucrarea de faţă se pot împărţi în următoarele capitole mai importante:

1. Bazele fizice şi principiile de funcţionare ale diferitelor tipuri de transistori.
2. Parametrii importanţi şi caracteristicile diferitelor tipuri de transistori.
3. Elemente de circuit (capacităţi şi rezistenţe) pentru circuitele cu transistori.
4. Metodele de măsurare a parametrilor şi studierea caracteristicilor transistorilor, cît şi utilajul necesar.
5. Studierea proprietăţilor transistorilor de construcţie sovietică (zgomot, putere etc.)
6. Influenţa temperaturii asupra parametrilor transistorilor cît şi metode de termocompensaţie.
7. Studii asupra utilizării transistorilor în diferite tipuri de aparataj electronic (amplificatoare, oscilatoare, scheme de formarea impulsurilor, maşini de calculat etc).
8. Scheme practice cu transistori: maşini de calculat scheme sensibile la fază, aparate pentru cei cu auzul slăbit, receptoare de radiodifuziune, scheme de conversiune, de tensiune şi frecvenţă.

Numărul de articole conţinut de lucrare este în număr de 35, din care remarcăm din punct de vedere practic articolul lui KUCUKIS I. I., intitulat, „Două scheme cu transistori pentru conversiune şi tensiune".

Deşi, articolul nu prezintă o metodă de proiectare, ci numai date constructive a două convertoare de tensiune, totuşi este interesant prin faptul că se pot obţine tensiuni destul de mari, de ordinul a 12 kV, de la o baterie de 1,5 V, bineînţeles la puteri mici.

Autorul indică construcţia a două aparate de acest fel utilizate la alimentarea tuburilor detectoare de radiaţii nucleare. Tot aşa de bine el poate fi utilizat şi la alimentarea tuburilor de televiziune pentru receptoarele portative sau alimentate de la baterie.

Un interes deosebit prezintă articolul lui KUBETKI G.A. şi SAMOHVALOV M. M. despre „Triode şi tetrode de putere cu germaniu".

Autorii studiază procesul de distribuire a curentului şi mărimea coeficientului de amplificare în curent, la transistorii cu germaniu, care se construiesc în U.R.S.S. Se mai studiază teoretic şi experimental construcţia unei triode cu germaniu, arătîndu-se şi posibilităţile de obţinere a unei puteri de 30—40 W.

Este cunoscută influenţa temperaturii asupra proprietăţilor semiconductoarelor cît şi asupra funcţionării transistorilor, de aceea lucrarea cuprinde şapte articole care studiază stabilitatea punctului de funcţionare al transistorului, cît şi stabilitatea curenţilor cu transistori faţă de temperatură.

În articolele asupra stabilităţii cu temperatura sînt indicate metode de calcul pentru compensarea acestor variaţii, cum şi verificări experimentale pe o serie de montaje.

Pentru utilizarea transistorilor în aparate de volum mic, este necesar ca şi elementele de circuit, rezistenţe şi capacităţi să prezinte dimensiuni de acelaşi ordin cu transitorul sau chiar mai mici.

În acest sens lucrarea cuprinde două articole în care se descrie construcţia şi caracteristicile electrice şi mecanice precum şi dimensiunile rezistenţelor şi condensatoarelor ce pot fi utilizate în schemele cu transistori.

Din lucrare nu lipsesc nici articole în care se dau metode de măsurarea şi studierea parametrilor transistorilor. Într-un număr de patru articole se dau metode pentru măsurarea dinamică a parametrilor bazaţi pe oscilograf puncte, voltmetre, ampermetre etc.

Se arată şi diferitele metode de măsurare insistîndu-se asupra erorilor.

Un parametru important la transistori este factorul de amplificare în curent, care depinde de frecvenţă, astfel lucrarea conţine un articol care studiază metoda pentru măsurarea acestuia într-o bandă de frecvenţe.

Se ştie că un parametru important al transistorilor îl constituie factorul de zgomot.

Studierea factorului de zgomot cît şi modul de micşorare a acestuia este tratat într-un articol al lui SAMOHVALOV M. M. intitulat: „Fluctuaţiile zgomotului în amplificatoare cu transistori".

Funcţionarea transistorilor vîrfuri, ca amplificator de radiofrecvenţă cît şi ca schimbător de frecvenţă, este tratată în două articole.

În culegerea de faţă sînt cuprinse un număr de trei articole care analizează funcţionarea oscilatoarelor cu reacţie şi cu vîrfuri, atît ca oscilator sinusoidal cît şi de impulsuri.

Lucrarea se încheie cu un număr de articole în care sînt prezentate o serie de montaje cu transistori ca elemente de maşini de calculat, scheme de utilizarea transistorilor în receptoare de radiodifuziune şi în aparate pentru cei cu auzul slab.

Această culegere de articole cuprinde un material variat din electronica transistorului şi prezintă studii şi cercetări asupra transistorilor sovietici precum şi a aparatelor construite în U.R.S.S. *Gh. S.*

CZ 621.375,3

STORM H. WILEY J: **Amplificatoare magnetice**. New-York 1955. 50 p.

Această carte scrisă de dr. H. F. STORM şi alţi cercetători de la General Electric (S.U.A.) prezintă o utilă expunere a teoriei amplificatoarelor magnetice însoţită cu date teoretice şi experimentale despre materiale pentru miezurile magnetice, confecţionarea miezurilor cît şi despre redresoare metalice utilizate în amplificatoare metalice. În lucrare sînt descrise şi unele aplicaţii tehnice.

Cartea, scrisă la un nivel înalt este consacrată amplificatoarelor magnetice monofazate.

Tratarea se face într-o ordine strict logică acoperind suficiente detalii tehnice şi teoretice la unele probleme, care apar în acest domeniu. Astfel, cartea începe cu analiza şi studiul celui mai simplu amplificator magnetic-inductanţa saturată şi sfîrşeşte cu forma cea mai complicată de amplificator magnetic-inductanţa saturată cu reacţie, cunoscută sub numele de amplistat.

Deşi, teoria amplificatoarelor magnetice constituie preocuparea principală a cărţii, totuşi sînt discutate o serie de domenii care afectează buna funcţionare a amplificatoarelor magnetice.

Astfel, sînt introduse în lucrare: teoria modernă a magnetismului, măsurări asupra materialelor magnetice, confecţionarea inductanţelor saturate şi proprietăţile redresoarelor metalice uscate.

Deoarece între inductanţa saturată şi amplificatoarele magnetice există o strînsă legătură, lucrarea este completată cu capitole despre transformatoare de impulsuri (bloking), stabilizatoare magnetice de tensiune, circuite cu rezonanţă neliniară şi inductanţe pentru redresoare mecanice.

Deşi, problemele care se atacă în lucrare sînt complexe, totuşi rezolvarea lor se face prin noţiuni matematice cunoscute, recurgîndu-se de multe ori şi la rezolvarea grafică.

Lucrarea cuprinde un material bogat pentru analiza amplificatoarelor magnetice. Cartea a fost tradusă şi în limba rusă sub acelaşi titlu. *Gh. S.*

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.039 : 061.239
DRĂGHICESCU, P. :
Международное агентство по ядерной энергии.
Automatica şi electronica, I (1957), № 6, стр. 237—239.

ДК 621.316 : 621.398
VAISMAN, L. :
О расчете многоканальных телемеханических систем.
Automatica şi electronica, I (1957), № 6, стр. 240—244.
Описывается простой метод расчета реле для многоканальных телемеханических систем. Дается пример расчета.

ДК 665.5 — 53
POPESCU, L. :
Автоматическое регулирование технологических процессов в нефтеобрабатывающей промышленности.
Automatica şi electronica, I (1957), № 6, стр. 244—249.
Описываются современные методы автоматического регулирования параметров, характеризующих непрерывный технологический процесс нефтеобработки.

ДК 621.375.3.012
STĂNCIULESCU, FL. :
Предопределение характеристик выхода и вход-выход магнитных усилителей с комплексной нагрузкой.
Automatica şi electronica, I (1957), № 6, стр. 249—259.
Выводятся новые соотношения, допускающие предопределение характеристик выхода и вход-выход магнитных усилителей с комплексной нагрузкой.

ДК 681.142 : 621.372.44
NICOLAU, EDM. :
Физические принципы работы нелинейных элементов счетных моделирующих устройств.
Automatica şi electronica, I (1957), № 6, стр. 256—2 3.
Приводятся физические принципы работы важнейших нелинейных элементов моделирующих счетных устройств. Выводится общая форма функций. Даны схемы моделирующие специальные математические функции.

ДК 621.375.132.3
SEGAL, A. :
Двойной катодный повторитель.
Automatica şi electronica, I (1957), № 6, стр. 263—267.
Приводится анализ работы двойного катодного повторителя. Выводятся выражения усиления и выходной полной проводимости в линейном режиме. Приводится также анализ работы двойного катодного повторителя в нелинейном режиме, причем подчеркивается преимущество данной схемы. В заключение дается ряд экспериментальных данных, подтверждающих теоретические выводы.

ДК 621.314.2.001.24 : 621.385.38
LEIBOVICI, I. :
Замечание по поводу проектирования пиковых трансформаторов с сердечником из обычного кремнистого железа.
Automatica şi electronica, I (1957), № 6, стр. 268—271.
Даны некоторые стооношения, позволяющие проектирование пиковых трансформаторов с сердечником, собранным из обычной листовой кремнистой стали Намагничивающий ток не превосходит обычных значений. Дается прием расчета.

ДК 621.039 : 42 — 53
POPOV, M. V. :
Теория ядерных реакторов с точки зрения их управления.
Automatica şi electronica, I (1957), № 6, стр. 272—278.
Приводятся основные понятия и результаты теории ядерных реакторов с точки зрения их управления. В статье приведены необходимые данные, на основе которых регулирующая система реактора может быть рассмотрена в общем составе.

КОМЕНТАРИИ. стр. 289.
РЕФЕРАТЫ, стр. 280—283.
БИОГРАФИЯ, стр. 284.

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.039 : 061.239
DRĂGHICESCU, P. :
Die internationale Agentur für Kernenergie
Automatica şi electronica, I (1957) H. 6, S. 237—239.

DK 621.316 :621. 398
VAISMAN, L. :
Beiträge zur Berechnung der Fernlenksysteme mit vielen Kanälen
Automatica şi electronica, I (1957) H. 6, S. 240—244.
Es wird ein einfaches Verfahren zur Berechnung der in den Fernlenksystemen mit vielen Kanälen verwendeten Relais dargelegt und durch ein Beispiel für einen konkreten Fall erläutert.

DK 665.5—53
POPESCU, L :
Selbstätige Regelung der technologischen Prozesse in Erdölraffinerien
Automatica şi electronica, I (1957) H. 6, S. 244—249.
Es werden die heute existierenden Verfahren zur selbsttätige Regelung der Parameter dargelegt, die einen ununterbrochenen technologischen Erdölverarbeitungsprozess kennzeichnen, wie auch gewisse Zukunftstendenzen.

DK 621.375.3.012
STĂNCIULESCU, FL. :
Berechnung der Ausgang-und Eingang — Ausgang Kennlinien von Magnetverstärkern mit komplexer Last
Automatica şi electronica, I (1957) H. 6, S. 249—256.
Es wird eine Reihe von neuen Beziehungen abgeleitet, welche die Berechnung der Ausgang-und Eingang-Ausgang Kennlinien von Magnetverstärken mit komplexer Last gestatten. So kann die Beziehung zwischen Last- und Steuerungsstrom vorausberechnet werden. Die abgeleiteten Beziehungen wurden experimentell geprüft und dabei eine gute Ubereinstimmung erzielt.

DK 681.142 : 621.372.44
NICOLAU, EDM. :
In Modellregelkreisen und Analogrechnern verwendeten nichtlinearen Elemente
(I. Physikalische Arbeitsprinzipien)
Automatica şi electronica, I (1957) H. 6, S. 256—263.
Es werden die physikalischen Arbeitsprinzipien der wichtigsten, in Modellregelkreisen und Analogrechnern verwendeten nichtlinearen Elemente dargelegt. Es wird der allgemeine Ausdruck der Funktionen festgelegt, die mit Vestärkern erzielt werden können, welche sowohl in der Rückkopplungsschleife als auch im Eingangskreis nichtlineare Elemente enthalten. Es werden Schlatungen zur Modellierung einiger besonderen mathematischen Funktionen wie sign x und $U(x)$ dargestellt.

DK 621.375.132.3
SEGAL, A. :
Der doppelte Kathodenverstärker
Automatica şi electronica, I (1957) H. 6, S. 263—267.
Nach dem eine Reihe von Nachteilen, die der Kathodenverstärker im Impulsbetrieb aufweist, kurz unterstrichen werden, geht der Verfasser zur Untersuchung der Schaltung des doppelten Kathodenverstärkers über. Es werden die Formeln für den Wert der Verstärkung und der Eingangsadmittanz in linearem Betriel abgeleitet, wobei die allgemeine Theorie der gegengekoppelten Verstärker angewendet wird. Es wird dann die Arbeitsweise des doppelten Kathodenverstärkers im nichtlinearem Betrieb untersucht, unter Betonung der Leistungsfähigkeit dieser Schaltung. Zum Abschluss wird eine Reihe von Versuchsergebnissen angeführt die Gültigkeit der vorherigen theoretischen Untersuchungen bestätigen.

DK 621.314.2.001.24 : 621.385.38
LEIBOVICI, I. :
Einige Bemerkungen zum Entwurf von Übertragern zu Impulsbildung mit gewöhnlichem Ferrosilizium-Kern
Automatica şi electronica, I (1957) H. 6, S. 268—271.
Es werden einige Beziehungen abgeleitet, die die Ausführung von Transformatoren zur Impulsbildung unter Verwendung von gewöhnlichem Ferrosilizium Blech gestatten. Dabei werden befriedigende Eigenschaften mit einem geringen Magnetisierungsstromverbrauch erzielt. Die Entwurfsbetrachtungen werden durch ein Beispiel erläutert.

DK 621.039 :41—53
POPOV, V. M. :
Die Theorie der Atommeiler, gesehen vom Standpukt der Regelung
Automatica şi electronica, I (1957) H. 6, S. 272—278.
Es werden die Grundbegriffe und Ergebnisse aus der Theorie der Atommeiler dargelegt, von Standpunkt ihrer Verwendung zur Regelung der Meiler. Der Artikel enthelt die notwendigen Daten, auf Grund derer man zur Untersuchung des Meiler Regelungssystems in seiner Gesamtheit herangehen kann.

BESPECHUNGEN, S. 279.
REFERATE, S. 280—283.
BUCHBESPRECHUNGEN, S. 284.

SOMMAIRE

CD 621.039 :061.239

DRĂGHICESCU, P. :

L'agence international pour l'énergie nucléaire.

Automatica şi electronica, I (1957) no. 6, p. 237—239.

CD 621.316 :621.398

VAISMAN, L. :

Contribution au calcul des systèmes de télémécanique à plusieurs canaux.

Automatica şi electronica, I (1957) no. 6, p. 240—244.

On expose une méthode simple pour calculer les dimensions des relais utilisés dans les schémas de télémécanique à plusieurs canaux ; on donne un exemple concret

CD 665.5—53

POPESCU, L. :

Le réglage automatique des procès technologiques des raffineries de pétrole.

Automatica şi electronica, I (1957) no. 6, p. 244—249.

On expose les méthodes actuelles de réglage automatique des différents paramètres qui caractérisent un procès technologique continu, pour le raffinement du pétrole brut, ainsi que certaines tendances pour l'avenir.

CD 621.375.3.012

STĂNCIULESCU, FL. :

La prédétermination des caractéristiques de sortie et d'entrée-sortie des amplificateurs magnétiques à charge complexe.

Automatica şi electronica I (1957) no. 6, p. 249—256.

On déduit une série de relations nouvelles qui permettent la prédétermination des caractéristiques de sortie et d'entrée-sortie des amplificateurs magnétiques à charge complexe. Ainsi, la rélation qui lie le courant de sortie au courant de commande peut être prédéterminée par calcul. Ces relations on été vérifiées expérimentalement en obtenant une bonne correspondance.

CD 681.142 :621.372.44

NICOLAU, EDM. :

Éléments nonlinéaires utilisés dans les simulateurs et les calculateurs analogiques.

(I. Principes physiques).

Automatica şi electronica, I (1957) no. 6, p. 256—263.

On expose les principes physiques de fonctionnement des principaux éléments nonlinéaires utilisés dans les simulateurs et les calculateurs analogiques. On établit la forme générales des fonctions qui peuvent être réalisées avec des amplificateurs contenant des éléments nonlinéaires dans la voie de réaction, aussi bien que dans le circuit d'entrée. On donne des schémas pour la simulation de certaines fonctions mathématiques spéciales, telles que les fonctions sign x et $U(x)$.

CD 621.375.132.3

SEGAL, A. :

Le double répéteur cathodique

Automatica şi electronica, I (1957) no. 6, p. 263—267.

Après avoir brièvement souligné une série d'inconvénients que présente le répéteur cathodique en fonctionnant dans un régime d'impulsions, on passe à l'analyse du schéma du double répéteur cathodique. On déduit les expressions du gain et de l'admittance de sortie en régime linéaire, en utilisant la théorie générale des amplificateurs à réaction négative. On analyse ensuite le fonctionnement du double répéteur cathodique en régime nonlinéaire, mettant en évidence les performances de ce montage. En conclusion, on indique une série de donées expérimentales qui confirment la valabilité des analyses théoriques antérieures.

CD 621.314.2.001.24 : 621.385.38

LEIBOVICI, I. :

Observations sur le projet des transformateurs d'impulsions a noyau de ferrosilice

Automatica şi electronica, I (1957) no. 4, p. 268—271.

On deduit quelques relations qui permettent la realisation des transformateurs d'impulsion utilisant une tole habituelle, en obtenant des performances satisfaisantes a un courent de magnetisation reduit. Les considerations concernant le projet sont illustrees par un exemple.

CD 621.039 : 42—53

POPOV, V. M. :

La théorie des réacteurs nucléaires, envisagée du point de vue du réglage des réacteurs.

Automatica şi electronica, I (1957) no. 6, p. 272—278.

On expose les notions et les résultats fondamentaux de la théorie des réacteurs nucléaires, du point de vue de son application au réglage des réacteurs. L'article contient les éléments nécessaires pour pouvoir passer à l'analyse du système de réglage du réacteur en son ensemble.

COMMENTAIRES, p. 279.
COMPTE-RENDU, p. 280—283.
BIBLIOGRAPHIE, p. 284.

CONTENTS

DC 621.039 :061 .239

DRĂGHICESCU, P. :

The international Agency for nuclear energy

Automatica şi electronica, I (1957) no. 6, p. 237—239.

DC 621.316 :621.398

VAISMAN, L. :

Contributions to the design of telecontrol systems with several chanels

Automatica şi electronica, I (1957) no. 6, p. 240—244.

A simple method is presented for the design of realy used in multi-chanel telecontrol systems, an example is given for a specific case.

DC 665.5—53

POPESCU, L. :

Automatic control of technological processes in petroleum refineries

Automatica şi electronica, I (1957) no. 6, p. 244—249.

The present methods are described, used for the automatic control of several parameters which charecterize a continuous technological process in petroleum refineries ; future trends are pointed-out.

DC 621.375.3.012

STĂNCIULESCU, FL. :

The predetermination of output and output-input characteristies of magnetic amplifiers with complex load

Automatica şi electronica, I (1957) no. 6, p. 249 - 256.

A series of new relations are derived, which allow the predetermination of the output and output-input characteristic of magnetic amplifier with complex load. The relation between load current and control current can thus be determined analytically. The theoretical relationships have been verified experimentally, with good results.

DC 681.142 :621.372.44

NICOLAU, EDM. :

Nonlinear elements in simulators and analog computers (I. Physical principles)

Automatica şi electronica, I (1957) no. 6, p. 256—263.

The physical principles of the more important nonlinear elements used in simulators and analog computers are presented. The general form of the functions is established, which may be obtained with amplifiers containing nonlinear elements in the feed-back path, as well as in the input circuit. Several circuits are given for the simulation of some special mathematical functions, such as sign x and $U(x)$

DC 621.375.132.3

SEGAL, A. :

A double cathode-follower

Automatica şi electronica, I (1957) no. 6, p. 263—267.

A series of shortcomings of the cathode-follower are shortly pointed-out, when used in impulse operation ; then, the circuit of a double cathode-follower is analysed.
The general formulas are derived for the amplification and the output admittance in linear operation, applying classical negative feedback amplifier theory. The characteristics of the double cathode-follower in nonlinear operation are then analysed, and the performance of this circuit is stressed. At the end, a series of experimental data are given, as a proof for the theoretical investigation.

DC 621.314.2.001.24 : 621.385.38.

LEIBOVICI, I. :

Remarks on the design of peak transformers with normal silicon steel cores

Automatica şi electronica, I (1957) no. 6, p. 268—271

Some general relations are derived, which allow the design of peak transformers with normal sheets, obtaining satisfactory performances and a small magnetizing curent. An example illustrates the design considerations.

DC 621.039 :42—53

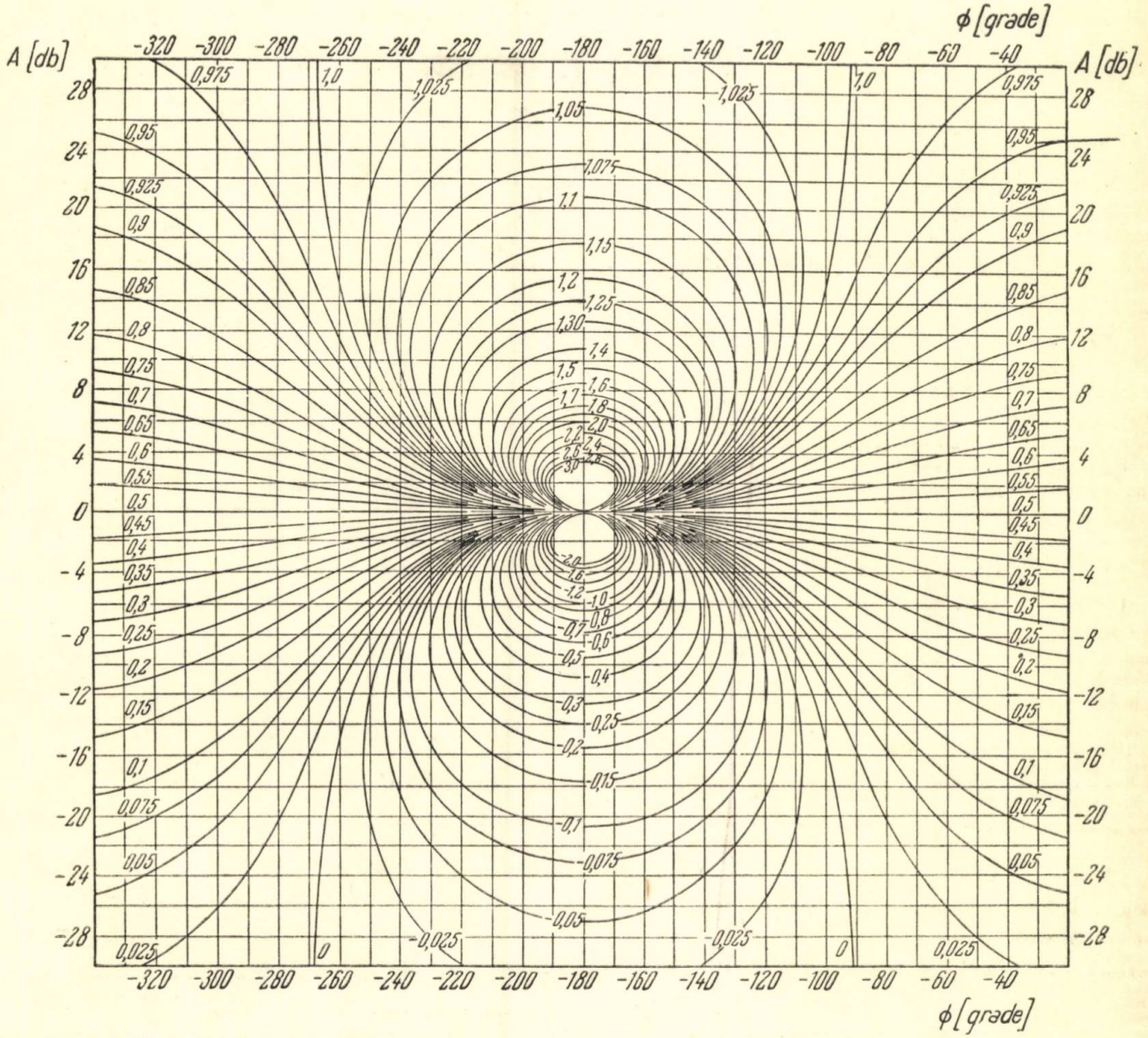
POPOV, V. M. :

The theory of nonlinear reactors form the point of view of the automatic control

Automatica şi electronica, I (1957) no. 6, p. 272—278.

The notions and fundamental results of the theory of nuclear reactors are exposed from the point of view of the automatic control of the reactor. The paper gives the necessary elements for the analysis of the automatic control system of the reactor, as a whole.

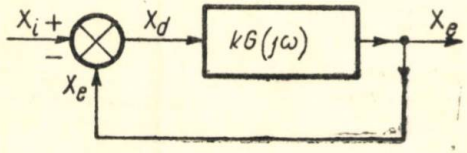
COMENTARY, p. 279.
ABSTRACTS, p. 280—283.
BOOKS REVIEW p. 284.



Nomograma I. Nomogramă pentru construirea părții reale $P(\omega)$ a caracteristicii de frecvență $Y_0(j\omega)$ a sistemului închis, după caracteristica logaritmică amplitudine — fază $Y(j\omega)$ a sistemului deschis. (Valoarea P înscrisă pe curbe).

$$Y(j\omega) = A(\omega)\, e^{j\Phi(\omega)}$$

$$Y_0(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{1 + Y(j\omega)}$$



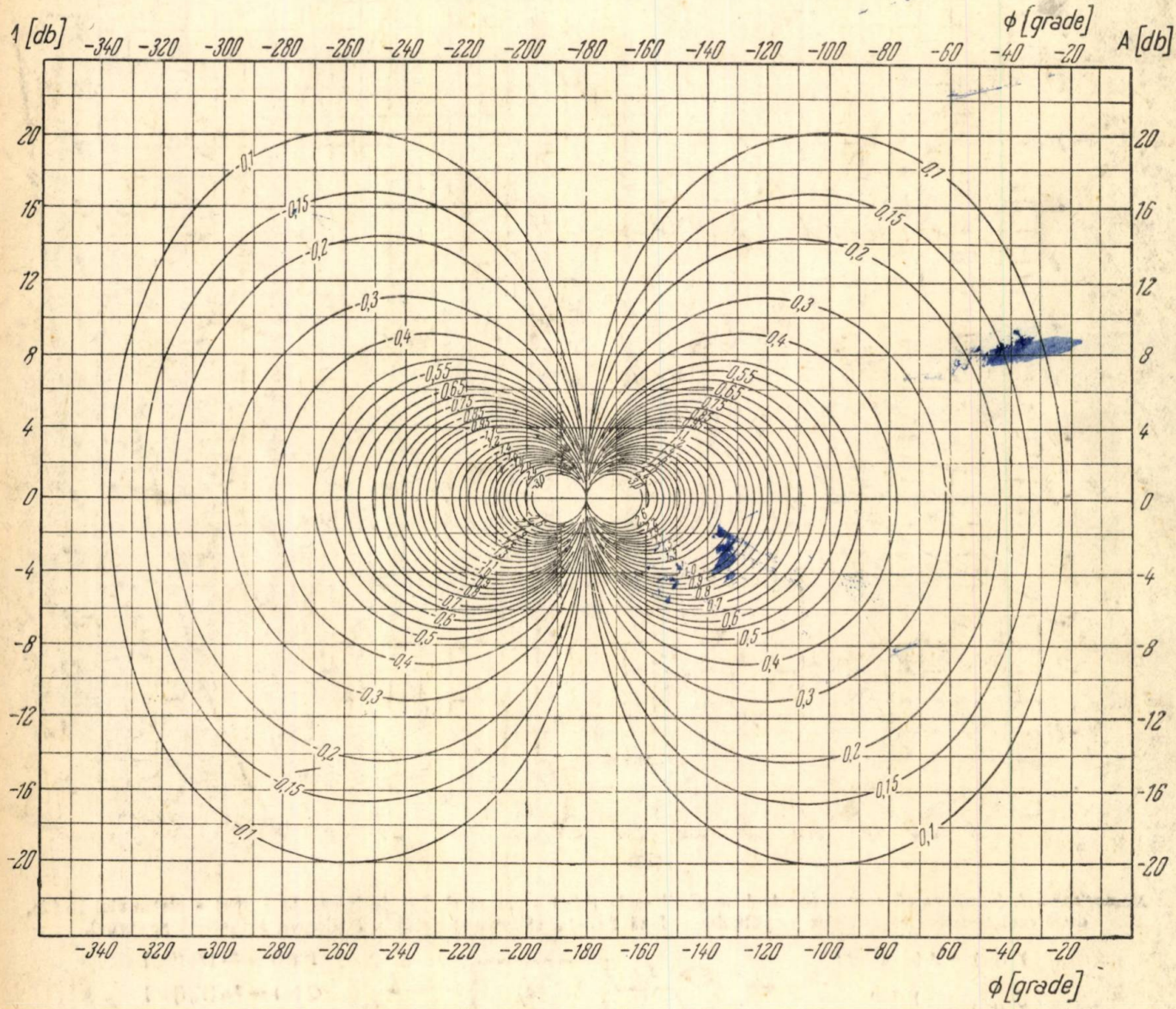
$$P(\omega) = \mathrm{Re}\,[Y_0(j\omega)]$$

$$Q(\omega) = \mathrm{Im}\,[Y_0(j\omega)]$$

$$Y(j\omega) = \frac{X_e(j\omega)}{X_d(j\omega)} \qquad Y_0(j\omega) = \frac{X_e(j\omega)}{X_i(j\omega)}.$$

$$X_d = X_i - X_e$$

Caracteristica amplitudine — fază $A(\omega) = f[\Phi(\omega)]$ se trasează pe nomograma I și II; la intersecție cu curbele nomogramei se obține valoarea $P(\omega)$ sau $Q(\omega)$.



Nomograma II. Nomogramă pentru construirea părţi imaginare $Q(\omega)$ a caracteristicii de frecvenţă $Y_0(j\omega)$ a sistemului închis. după caracteristica logaritmică amplitudine — fază $Y(j\omega)$ a sistemului deschis. (Valoarea Q înscrisă pe curbe)

NOTĂ. Nomogramele din vol. I (1957) nr. 4. 5 şi 6 sînt redate după V. V. SOLODOVNICOV, ş. a.: *Ciastotnîi metod postroenia perehodnîh proţesov s prilojeniem tablii i nomogram.* Gosenergoizdat, Moscova, 1955.